

А. С. КУРБАСОВ
В. И. СЕДОВ
Л. Н. СОРИН

ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Тяговых электро- двигателей

«ТРАНСПОРТ»

А. С. КУРБАСОВ
В. И. СЕДОВ
Л. Н. СОРИН

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРО- ДВИГАТЕЛЕЙ

Под редакцией
д-ра техн. наук **А. С. КУРБАСОВА**

Утверждено
Главным управлением
учебными заведениями МПС
в качестве учебного пособия
для студентов вузов
железнодорожного транспорта



МОСКВА "ТРАНСПОРТ" 1987

Курбасов А. С., Седов В. И., Сорин Л. Н. Проектирование тяговых электродвигателей: Учеб. пособие для вузов. Ж.-д. трансп. / Под ред. А. С. Курбасова. — М.: Транспорт, 1987. — 536 с.

В книге изложен порядок проектирования тяговых электродвигателей постоянного, пульсирующего и переменного тока (асинхронных короткозамкнутых). Рассмотрены условия работы тяговых двигателей в эксплуатации, происходящие в них процессы при постоянном и пульсирующем токе, а также особенности работы асинхронных тяговых двигателей при частотном регулировании.

Расчетная основа книги базируется на накопленном опыте проектирования тяговых двигателей с помощью ЭВМ. В книге приведены примеры расчетов, программы и вспомогательные материалы, необходимые для расчетов на ЭВМ.

Книга утверждена Главным управлением учебными заведениями МПС в качестве учебного пособия для студентов вузов железнодорожного транспорта. Она может быть полезной как для инженеров отрасли тягового электромашиностроения, так и для инженеров, эксплуатирующих электроподвижной состав.

Ил. 175, табл. 23, библиогр. 92 назв.

Книгу написали: главы 1, 2, 4, 23, 24, 26, раздел VII за исключением гл. 31, раздел VIII — А. С. Курбасов, гл. 3, разделы IV и V (кроме гл. 23), гл. 27 (кроме § 27.4), приложения 1—3, 9 — В. И. Седов; гл. 5; разделы II и III, главы 25, 31 и § 27.4, приложения 4—8, 10 — Л. Н. Сорин.

Рецензенты Г. Л. Болдырев, И. П. Копылов

Заведующий редакцией Н. В. Зенькович

Редактор Н. А. Голованова

ОТ АВТОРОВ

Интенсификация работы железных дорог требует использования самых современных тяговых средств, какими являются электровагоны и электропоезда. На электрифицированных участках, достигающих около 30 % всей протяженности дорог, электровагонами выполняется более половины грузооборота.

Средства электроники, бурно развивающейся в последнее время, способствуют созданию принципиально нового поколения электроподвижного состава с новыми техническими решениями по тяговому электрическому приводу.

Тяговые двигатели, тяговый электрический привод электроподвижного состава оказывают существенное влияние на его эксплуатационные свойства и показатели надежности. До сих пор тяговые двигатели относятся к числу наиболее часто повреждаемых узлов электровагонов. Это в значительной мере определяется сложностью проектирования тяговых двигателей в строго ограниченных габаритах при значительной их мощности. Тяговые двигатели относятся также к числу наиболее напряженных машин по нагреву, механической прочности и токоусовому среди электрических машин.

Требования эксплуатации таковы, что в дальнейшем потребуется наращивать мощность тяговых двигателей без увеличения их массы. Много труда в совершенствование тяговых двигателей вложено коллективами завода «Динамо», Новочеркасского электровагоностроительного завода (НЭВЗ), Тбилисского электровагоностроительного завода (ТЭВЗ) и др. В свое время были созданы учебники и учебные пособия по тяговым двигателям [1, 2, 3]. Они способствовали воспитанию нескольких поколений специалистов в области тягового электромашиностроения и инженеров-электротяговодов железных дорог. Эти книги неоднократно переиздавались. После последнего переиздания прошло более 10 лет. За это время произошли значительные перемены как в эксплуатационной обстановке на железных дорогах, так и в возможностях использования радикальных новшеств в тяговом электрическом приводе. Появилась потребность в написании новой книги по проектированию тяговых двигателей, которая бы служила учебным пособием для студентов транспортных вузов по специальности «Электроподвижной состав» и была бы полезна для инженеров, занятых проектированием тяговых двигателей.

При написании настоящей книги в полной мере учтены сложившиеся мнения относительно выбора параметров тяговых двигателей и, что не менее важно, рассмотрены перспективные направления в развитии тягового электрического привода.

Для успешного проектирования тяговых двигателей необходим запас знаний по условиям их эксплуатации, а также по стержневым теоретическим вопросам, таким, как коммутация и токостем в целом, теория магнитного поля и ее приложение для уточненных расчетов электрических машин, переходные процессы и их расчет. Все эти задачи поставлены довольно остро. Так, в цепи тяговых двигателей при нормальных эксплуатационных условиях могут возникать аварийные переходные процессы с тяжелыми повреждениями коллекторно-щеточного узла и обмоток двигателя, если путем расчетов не наметить мероприятия, уменьшающие броски токов в переходных режимах. Перечисленные вопросы рассмотрены в разделе I.

Конструкция тяговых двигателей рассмотрена лишь в той мере, в какой это требуется для выбора и обоснования основных элементов тягового двигателя. То же относится и к механическим прочностным расчетам.

Тепловые расчеты нуждаются в уточнении для мощных тяговых двигателей. Расчеты с применением ЭВМ помогут в этом, причем доступным становится расчет температурного поля вдоль оси тягового двигателя. Наряду с этим часто бывают очень полезны упрощенные методы тепловых расчетов, которые также приводятся в книге.

Широкое распространение ЭВМ позволяет учитывать при проектировании влияние многих факторов на выходные параметры машины и находить оптимальное решение с учетом заданного критерия оптимальности. Уже имеются предпосылки для создания системы автоматизированного проектирования тяговых двигателей, что также рассмотрено в книге. Тяговые двигатели постоянного тока пока служат основой серийного производства электроподвижного состава и им уделено наибольшее внимание. В книге сохранен традиционный подход к их проектированию, но ряд расчетных методик уточнен или заменен.

Вполне сформировался к настоящему времени взгляд на особенности конструкции тяговых двигателей пульсирующего тока. Это позволило несколько сократить изложение соответствующего раздела.

К новому поколению электроподвижного состава относят электроподвижной состав с асинхронными тяговыми двигателями. Их проектирование ставит ряд новых задач, в том числе и в расчетном плане. Однако прежде всего требуется понять некоторые закономерности регулирования, специфику работы преобразователя частоты и др. Авторы сочли полезным все вопросы, касающиеся асинхронного тягового двигателя, сосредоточить в одном разделе с тем, чтобы приблизить к инженерной практике предлагаемые расчетные методики. В книге приводятся примеры электромагнитного расчета современного асинхронного тягового двигателя, расчет его электромеханических и тяговых характеристик. Некоторые рекомендации, связанные, например, с удельными электромагнитными нагрузками, следует рассматривать как ориентировочные. Они будут уточняться по мере накопления

опыта проектирования и эксплуатации асинхронных тяговых двигателей.

До сих пор не установилось твердое мнение о типе вспомогательных двигателей электроподвижного состава и системе их питания. Рассмотрены системы вспомогательных машин, представляющие наибольший интерес, и даны рекомендации по их расчету. Остро поставлен вопрос об уменьшении расхода электроэнергии вспомогательными машинами и указаны пути решения этой задачи.

Углубление ряда теоретических вопросов и достаточно строгие методы расчетов, в значительной части обновленные, делают книгу полезной для инженеров отрасли тягового электромашиностроения. Наряду с этим в ней приведено достаточно простое изложение важных для инженеров, обслуживающих электроподвижной состав, вопросов, связанных с работой тяговых двигателей в эксплуатации, и даны упрощенные расчеты теплового состояния, коммутации и др. Это значительно расширит круг читателей книги.

Авторы приносят глубокую благодарность заслуженному деятелю науки и техники РСФСР, д-ру техн. наук, проф. И. П. Копылову и сотрудникам кафедры «Электрические машины» ЛПИИЖТа, возглавляемой канд. техн. наук Г. Л. Болдыревым, за ценные замечания при подготовке книги, инж. К. Г. Череповскому за ценные советы при написании глав 8 и 9, а также инженерам Л. С. Русановой, Л. Л. Малютиной, М. М. Каликину за помощь при работе над рукописью и выполнении расчетов.

Все отзывы и замечания по книге будут приняты с благодарностью. Просим направлять их по адресу: Москва, 103064, Басманный туп., 6а, издательство «Транспорт».

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Глава 1. УСЛОВИЯ РАБОТЫ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

§ 1.1. Режимы работы тяговых двигателей

Нагрузки тяговых двигателей. Условия эксплуатации электроподвижного состава (э.п.с.) таковы, что тяговые двигатели имеют практически постоянно изменяющуюся нагрузку по току при одновременном изменении частоты вращения. Однако возможен и достаточно продолжительный режим работы при каком-то токе, меньшем номинального. Перегрузки по току также предусматриваются нормальными условиями эксплуатации.

Из рис. 1.1, а следует, что токовая нагрузка I_a электровозного тягового двигателя может быть весьма неравномерной. Возможны режимы, когда частота вращения приближается к максимальному значению $n_{\max}$ при невысокой скорости движения электровоза из-за боксования колесных пар. Боксование, обычное для электровозов, является одной из причин резких изменений нагрузки, характерных только для электрической тяги.

Нагрузки I_a тяговых двигателей электропоездов, как правило, более закономерные (рис. 1.1, б) для данного участка пути. Из-за сравнительно продолжительных режимов выбега, как правило, эквивалентный ток нагрузки по нагреву значительно меньше номинального $I_{\text{ном}}$.

Перегрузку по току при пуске для электровозных тяговых двигателей выбирают по условиям сцепления. Для тяговых двигателей электропоездов обычно токовая нагрузка ограничивается силой тяги, выбранной по допустимому ускорению поезда.

Изменение напряжения на тяговых двигателях э. п. с. постоянно-го тока и вспомогательных машинах электровозов переменного тока определяется изменением напряжения в контактной сети, которое согласно ГОСТ 6962—75 может находиться в пределах 2000—4000 В при постоянном токе и 19 000—29 000 В — при переменном токе.

Температурные воздействия на тяговый двигатель. В соответствии с ГОСТ 2582—81 тяговые двигатели должны работать при температуре окружающего воздуха от $+40$ до -60 °С. Значительный разброс температуры окружающей среды может приводить к существенным температурным деформациям и напряжениям в металлических деталях машины и ускорению износа изоляции.

Допустимые превышения температуры изоляции определенного класса нагревостойкости над температурой охлаждающего воздуха

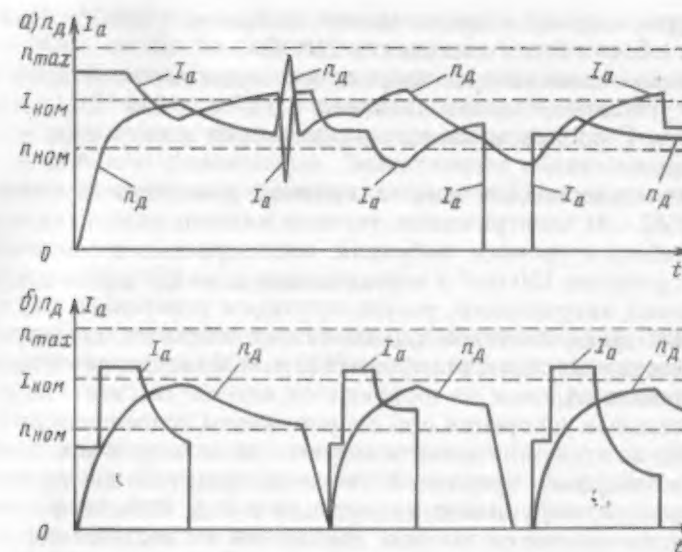


Рис. 1.1. Характерные графики нагрузок тяговых двигателей электровозов (а) и электропоездов (б)

для тяговых машин принимают более высокими, чем для электрических машин общепромышленного назначения:

Класс нагревостойкости изоляции	В	Ф	Н
Допустимое превышение температуры, °С	120/105	140/130	160/155

Примечание. В числителе — для тяговых машин, в знаменателе — для машин общепромышленного назначения.

Выполненные измерения распределения температуры вдоль оси тягового двигателя указывают на значительное увеличение ее в задней лобовой части двигателя (рис. 1.2). Неравномерность температур связана с использованием осевой вентиляции, при которой холодный воздух обычно обдувает вначале часть обмотки, примыкающую к коллектору. Если принять превышение температуры якорной обмотки для изоляции класса В равным $+120$ °С, температуру окружающей среды $+40$ °С и превышение температуры задней лобовой части обмотки якоря над средней температурой обмотки $(t_2 - t_c) = 30$ °С, то максимальная

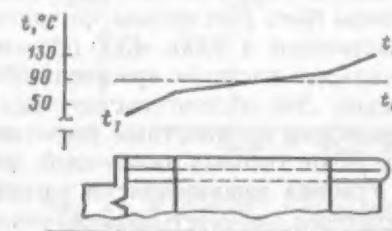


Рис. 1.2. Распределение температур якорной обмотки вдоль оси тягового двигателя НБ-412М при продолжительном режиме его работы:

t_c — средняя температура обмотки якоря; t_1 , t_2 — температуры обмотки якоря у краев лобовых вылетов

температура якорной обмотки может составить $+190^{\circ}\text{C}$. Для изоляции класса F она будет составлять 210°C .

Указанные температуры нагрева изоляции соответствуют экстремальным условиям, однако значения $+175$ и $+195^{\circ}\text{C}$ для изоляции классов B и F вполне реальны при движении электровоза на расчетном подъеме.

Динамические воздействия на тяговый двигатель. В соответствии с ГОСТ 2582—81 электрические тяговые машины должны быть рассчитаны на работу с уровнем вибраций, многократных и одиночных ударов с ускорениями 150 м/с^2 в вертикальном и до 150 м/с^2 в одном из горизонтальных направлений, результирующим ускорением 212 м/с^2 для группы M27 (опорно-осевое подвешивание тягового двигателя). Результирующее ускорение для групп M25 и M26 составляет 30 м/с^2 (рамное подвешивание).

Значительные ускорения при опорно-осевом подвешивании тяговых двигателей, которое широко используется на электровозах, могут привести к ослаблению креплений полюсов, разрушению межкатушечных соединений, нарушению коммутации и т. д. Отмечены значительные вибрации элементов тяговых двигателей от воздействия зубчатой передачи в случае появления зазоров при износе шестерен.

Расчеты механических напряжений в деталях тяговых двигателей из-за недостаточно определенной схемы нагрузки весьма сложны, и конструктору приходится полагаться в основном на имеющийся опыт. Полезны в этом плане ускоренные вибропрочностные испытания перьев образцов тяговых машин.

Помимо ударных нагрузок, тяговые двигатели испытывают значительные центробежные ускорения. У электрических машин переменного тока частота вращения ограничена частотой питающего напряжения, и номинальная частота вращения ротора двигателя мало отличается от максимальной. У машин постоянного тока общепромышленного назначения максимальная частота вращения также сравнительно мало отличается от номинальной. Для тяговых двигателей электровозов характерно отношение максимальной частоты вращения к номинальной 2—2,5; для тяговых двигателей вагонов метрополитена — 3. Испытательная частота вращения должна быть больше максимальной на 25 % для тяговых двигателей, соединенных параллельно, и на 35 % для тяговых двигателей, соединенных последовательно. Такое ужесточение приемки приходится вводить из-за возможного повышения частоты вращения якорей при боксовании.

Таким образом, по механической прочности тяговые двигатели должны быть рассчитаны на частоту вращения 2000—2500 об/мин для электровозов и 4000—4500 об/мин для вагонов метрополитена при номинальных частотах вращения 800—900 и 1200—1500 об/мин соответственно. Это обстоятельство накладывает серьезные требования к механическим прочностным расчетам и технологии изготовления отдельных узлов тяговых двигателей, например коллектора.

Условия защищенности тяговых двигателей. Исполнение тяговых двигателей занимает промежуточное положение между закрытым и защищенным исполнениями электрических машин. Тяговые двигатели

полностью закрыты от соприкосновения с токоведущими и вращающимися частями, но не защищены от попадания влаги, пыли и других загрязнений. Хотя на э.п.с. имеются очистительные фильтры, исключить попадания пыли и влаги в тяговые машины не удастся. Опыт эксплуатации показывает, что изоляция чаще повреждается зимой, чем летом, из-за сильного увлажнения. Значительное увлажнение изоляции машин может появиться при вводе электровоза в депо после стоянки на морозе.

§ 1.2. Параметры тяговых двигателей

Конструктивные параметры тяговых двигателей определяются расчетными значениями силы тяги и скорости э.п.с., параметрами редуктора и возможностью выбора напряжения на выводах тягового двигателя.

Сила тяги электровоза ограничена в зоне разгона предельной силой сцепления (рис. 1.3), определяемой в свою очередь коэффициентом сцепления и нагрузкой от колесной пары на рельсы. Расчетную силу тяги $F_{ном}$ обычно выбирают с некоторым запасом по сцеплению (точка A). При заданной силе тяги F_k тяговая мощность двигателя (мощность на ободу колеса P_T) определяется задаваемой расчетной скоростью движения v_k . Тогда расчетная мощность тягового двигателя

$$P_{ном} = P_T / \eta_a = 0,278 F_k v_k / \eta_a,$$

где η_a — к. п. д. зубчатой передачи.

Для электровозов при нагрузке от колесной пары на рельсы 25 тс обычно сила тяги $F_k = 59 \div 61\text{ кН}$. Этому значению соответствует мощность тягового двигателя 900—1000 кВт (принимается $\eta_a = 0,975$) при расчетной скорости 50—55 км/ч. Увеличение скорости движения v_k выше указанной не дает большого прироста производительности электровоза, но приводит к увеличению расчетной мощности тягового двигателя, массы кузовного оборудования и удорожанию электровоза.

Для электропоездов расчетную мощность выбирают исходя из обеспечения заданной среднетехнической скорости на участке определенной длины. Для пригородных электропоездов она обычно составляет 200—250 кВт, для вагонов метрополитена — 80—120 кВт. В связи с возрастающей напряженностью перевозок на метрополитенах и введением электрического торможения предполагается увеличить расчетную мощность тяговых двигателей вагонов до 150—200 кВт.

Номинальная частота вращения якоря тягового двигателя определяется номинальной скоростью движения и передаточным числом редуктора. Максимальная частота вращения тя-

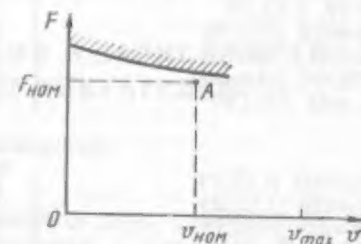


Рис. 1.3. К выбору номинальной силы тяги $F_{ном}$ и скорости движения

говых двигателей электровозов не должна превышать 3000 об/мин, поскольку отсутствуют роликовые подшипники средней и тем более тяжелой серии с консистентной смазкой, рассчитанные на частоту вращения выше указанной. Номинальная частота вращения современных двигателей грузовых электровозов находится в пределах 750—1000 об/мин.

Для электровозов постоянного тока напряжение на зажимах тягового двигателя обычно равно половине напряжения контактной сети. Для электровозов переменного тока напряжение на тяговых двигателях выбирают как некоторое оптимальное значение из условий проектирования не только тяговых двигателей, но и преобразовательной установки, а также электрического оборудования в целом. Как правило, оно составляет 750—1200 В.

§ 1.3. Успехи тягового электромашиностроения и основные задачи по совершенствованию тяговых двигателей

За последние 30 лет тяговое электромашиностроение СССР добилось значительных успехов, что следует из приведенных в табл. 1.1 данных [6]. Существенно возросла мощность тяговых двигателей без увеличения, а часто и при снижении их массы m_d . Это отражено в снижении удельных показателей. Последние образцы тяговых двигателей производства НЭВЗ (НБ-508 и НБ-507) практически не уступают лучшим современным зарубежным тяговым двигателям. Увеличилась надежность тяговых двигателей в эксплуатации, что дало возможность практически вдвое увеличить нормы пробега тяговых двигателей между ремонтами.

Таблица 1.1. Основные показатели тяговых двигателей

Тип двигателя и страна-изготовитель	Год выпуска	Мощность $P_{\text{ном}}$, кВт	Масса $m_{\text{д}}$, кг	Удельные показатели	
				$m_{\text{д}}/P_{\text{ном}}$	$m_{\text{д}}/M_{\text{ном}}$
Электровозы постоянного тока					
НБ-406Б (СССР)	1954	470	5150	10,9	0,87
ТЛ-2К (СССР)	1967	575	4750	8,25	0,72
НБ-407Б (СССР)	1972	720	4675	6,48	0,52
НБ-508 (СССР)	1980	800	4600	5,75	0,44
Т-750ФС (Италия)	1975	1125	5000	4,4	0,45
AL-4846 (ЧССР)	1981	618	5000	8,1	0,61
Электровозы переменного тока					
НБ-412М (СССР)	1958	620	5000	7,4	0,69
НБ-412К (СССР)	1963	666	4600	6,8	0,64
НБ-418К (СССР)	1966	740	4075	5,5	0,52
НБ-507 (СССР)	1979	900	4500	5,0	0,37
СВ-317 (ФРГ)	1959	720	3750	5,21	0,47
AL-4442 (ЧССР)	1968	820	2959	3,6	0,457
LjH-108-3 (Швеция)	1976	1000	2873	3,0	0,35

Полученные результаты объясняются следующим: углублением теоретических положений, касающихся токосяема, переходных процессов и осложнений, связанных с пульсирующим током на электровозах переменного тока. Новые научные представления позволили обосновать необходимость применения компенсационной обмотки, увеличения числа полюсов и наметить ряд других мероприятий; повышением технологического уровня производства. Стали более жесткими допуски на сборку полюсных систем, расстановку щеток и др.;

применением электротехнической стали 2212 вместо стали 1312, в результате чего снижена масса двигателя на 4,5—5,5 % и уменьшен расход меди на 5 %;

использованием стеклослюдинитовой ленты вместо микаленты, что позволило повысить электрическую прочность, влагостойкость, теплопроводность и механическую прочность изоляционной конструкции. Благодаря механизации процесса изолировки возросла производительность труда при одновременном повышении однородности корпусной изоляции. Улучшилась конструкция пазовой изоляции и при использовании изолированного провода ПЭТВСД.

В настоящее время имеется возможность создать коллекторные тяговые двигатели пульсирующего тока мощностью 1000 — 1200 кВт. Однако требования к надежности э.п.с. в эксплуатации постоянно возрастают, поэтому должны проводиться работы по дальнейшему совершенствованию тяговых двигателей по следующим направлениям:

дальнейшее совершенствование изоляционных конструкций путем применения пленочной полиимидной изоляции или других полимерных композиций;

совершенствование механических элементов конструкции (подшипниковых узлов, межкатушечных соединений, коллектора);

разработка надежной конструкции механизма тягового привода с рамным подвешиванием;

разработка асинхронного тягового двигателя;

разработка варианта безредукторного колесно-моторного блока.

Последняя задача, как показали предварительные разработки, может быть решена для электропоездов и пассажирских электровозов, а при определенных условиях и для грузовых электровозов.

Глава 2. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ И ЗАВИСИМОСТИ МЕЖДУ ПАРАМЕТРАМИ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 2.1. Применяемые тяговые двигатели

Тяговые двигатели должны удовлетворять двум требованиям: возможности регулирования частоты вращения в пределах $0 - n_{\text{max}}$ и возможности длительной работы на любой промежуточной ступени регулирования. Этим требованиям удовлетворяют тяговые двигатели: постоянного тока последовательного возбуждения, постоянного тока

независимого возбуждения, коллекторные переменного тока, асинхронные при частотном регулировании.

При использовании коллекторных тяговых двигателей всех типов требуется регулирование напряжения, при использовании асинхронных тяговых двигателей — регулирование частоты и напряжения.

Применение тяговых двигателей постоянного тока последовательного возбуждения позволяет упростить схему силовых цепей электровоза, обеспечить повышенные пусковые моменты. Переключения силовых цепей при изменении сил сопротивления движению из-за меняющегося профиля пути в этом случае минимальны. При движении на подъем, например, увеличивается сила сопротивления и соответственно сила тяги, а скорость движения падает. При этом мощность тягового двигателя изменяется сравнительно немного. Это создает удобство в управлении контакторно-резисторными электровозами постоянного тока, позволяющее избежать частых переключений схемы силовых цепей.

Тяговые двигатели постоянного тока независимого возбуждения не нашли широкого распространения для контакторно-резисторных электровозов по нескольким причинам. Во-первых, при изменении профиля пути в случае применения таких двигателей резко изменялась бы мощность при неизменной скорости движения электровоза, что требовало бы частых переключений в силовых цепях. Во-вторых, при независимом возбуждении имеет место значительная неравномерность в токах, потребляемых якорями тяговых двигателей. И, наконец, возникает непростая задача по защите тяговых двигателей от круговых огней, поскольку будет отсутствовать имеющее место при последовательном возбуждении переманчивание тягового двигателя и быстрое уменьшение его э. д. с., что способствует прекращению кругового огня. При использовании полупроводниковой техники трудности по распределению токов и защите могут быть успешно решены и поэтому независимое возбуждение тяговых двигателей уже часто предусматривается для повышения тяговых качеств электровозов.

Коллекторные тяговые двигатели переменного тока расценивались как конкурентоспособные машинам постоянного тока до внедрения полупроводниковых выпрямителей. Значительное усложнение процесса коммутации и конструкции машины сняли вопрос о целесообразности их применения после отработки простого и надежного полупроводникового выпрямителя [6].

Попытку применения асинхронных тяговых двигателей в сочетании с электромашинным преобразователем частоты в электрической тяге нельзя считать успешной. Лишь полупроводниковые преобразователи частоты дают надежную основу для широкого внедрения асинхронных тяговых двигателей.

Таким образом, наибольший интерес представляют коллекторные электрические машины постоянного и пульсирующего тока последовательного возбуждения как наиболее распространенные для электровозов постоянного тока и выпрямительных электровозов переменного тока, а также асинхронные тяговые машины как наиболее перспективные. Им и будет уделено основное внимание.

§ 2.2. Основные уравнения тяговых двигателей постоянного и пульсирующего тока

Свойства электрических машин описываются уравнениями напряжений, моментов и мощностей.

В установившемся двигательном режиме подведенное напряжение, В,

$$U = E_a + I_a \Sigma r, \quad (1.1)$$

где E_a — э. д. с. якорной обмотки, В;

I_a — ток двигателя, А;

Σr — суммарное сопротивление обмоток якоря, компенсационной, главных и добавочных полюсов, Ом; $\Sigma r = r_a + r_{ко} + r_{гп} + r_{д}$.

Для переходного процесса имеем

$$U(t) = E_a(t) + \Sigma L \frac{di}{dt} + i \Sigma r, \quad (1.2)$$

где ΣL — сумма индуктивных сопротивлений обмоток, обтекаемых током i , Гн.

Э. д. с., В,

$$E_a = [Np/(60a)] \Phi n, \quad (1.3)$$

где N — число проводников якорной обмотки;

p — число пар полюсов;

a — число пар параллельных ветвей якорной обмотки;

Φ — магнитный поток, Вб;

n — частота вращения, об/мин.

Из уравнения напряжений получаем два вспомогательных уравнения, необходимых для оценки режима работы тягового двигателя:

$$I_a = (U - C_E \Phi n) / (\Sigma r); \quad (1.4)$$

$$n = (U - I_a \Sigma r) / (C_E \Phi), \quad (1.5)$$

где $C_E = Np/(60a)$.

Для двигательного режима уравнение моментов в общем виде

$$M_0 = M_c \pm M_d. \quad (1.6)$$

В выражении (1.6): M_0 — электромагнитный момент, Н·м; M_d — динамический момент: $M_d = J \frac{d\omega}{dt}$; M_c — момент сопротивления.

Момент сопротивления определяется тормозным моментом, приложенным к валу, и внутренним моментом сопротивления, обусловленным потерями в стали якоря и механическими потерями. Динамический момент возникает лишь при изменении угловой частоты вращения ω и определяется моментом инерции вращающихся частей J .

Электромагнитный момент, Н·м,

$$M_0 = 0,159 (Np/a) \Phi I_a. \quad (1.7)$$

Его можно представить как

$$M_0 = 0,159 (i_a N) (2p\Phi), \quad (1.8)$$

где $i_a = I_a/(2a)$ — ток параллельной ветви.

Следовательно, электромагнитный момент $M_э$ равен произведению суммарного тока якорной обмотки на суммарный магнитный поток от всех полюсов. Электромагнитный момент целесообразно выразить также через главные размеры и электромагнитные нагрузки как

$$M_э = 1,57 \alpha_\delta AB_\delta (D_a^2 I_a), \quad (1.9)$$

где α_δ — коэффициент полюсного перекрытия;
 A — линейная нагрузка, А/м: $A = Ni_a / (\pi D_a)$;
 B_δ — расчетная индукция в воздушном зазоре, Тл;
 D_a — диаметр якоря, м;
 I_a — активная длина якоря, м.

Электромагнитная мощность, кВт,

$$P_э = I_a E_a \cdot 10^{-3} = [Np / (60a)] I_a \Phi n \cdot 10^{-3} \quad (1.10)$$

или

$$P_э = 0,164 \alpha_\delta AB_\delta (D_a^2 I_a) n \cdot 10^{-3}. \quad (1.11)$$

Выразим электромагнитную мощность через электромагнитный момент:

$$P_э = 0,105 M_э n \cdot 10^{-3}. \quad (1.12)$$

Разделим обе части уравнения (1.9) на произведение $D_a^2 I_a$

$$M_э / (D_a^2 I_a) = 1,57 \alpha_\delta AB_\delta. \quad (1.12')$$

Произведение $D_a^2 I_a$ связано с массой машины (его часто называют *объемным расходом металла*). Поскольку увеличение параметров правой части равенства вызывает значительные трудности при создании надежной электрической машины, можно считать, что показателем достижений при создании тяговых двигателей является отношение $M_э / (D_a^2 I_a)$. Часто это отношение заменяют отношением $m_d / M_{ном}^{3/4}$, называемым *производной массой машины* (здесь $M_{ном}$ — номинальный момент на валу тягового двигателя).

Показатель $m_d / M_{ном}^{3/4}$ достаточно полно характеризует уровень проектирования электрических машин при отсутствии или малом увеличении частоты вращения сверх номинальной в предусмотренных пределах регулирования. Применительно к тяговым двигателям это условие нарушается, поэтому можно рекомендовать сравнительную оценку уровня проектирования тяговых двигателей по выражению $m_d / (M_{ном}^{3/4} \sqrt{v_{max} / v_{ном}})$. Квадратный корень из соотношения скоростей указывает на нелинейную зависимость влияния его на массу тягового двигателя.

Массу тягового двигателя, т, для предварительных расчетов определяют по выражению

$$m_d = \frac{40}{\sqrt{p}} D_a^2 I_a + 0,2.$$

Размеры D_a и I_a подставляют в эту формулу в метрах (м).

§ 2.3. Рабочие характеристики тягового электрического привода

Под рабочими характеристиками электрического двигателя понимают зависимости параметров его режима от мощности на валу. Для тягового привода рабочими называют: электромеханические характеристики тягового двигателя — скоростную $n(I_a)$, моментную $M(I_a)$ и характеристику к.п.д. $\eta_d(I_a)$; электротяговые характеристики $F(I_d)$ и $v(I_d)$; тяговые характеристики $F(v)$.

Электромеханические характеристики отражают изменение механических параметров (n и M) на валу двигателя от его тока. Их строят на базе уравнений (1.1) — (1.11). Электротяговые характеристики отражают изменение механических параметров на ободе колеса (v и F) от тока двигателя. Они необходимы для выполнения тяговых расчетов. Тяговые характеристики — механические характеристики тяговых двигателей, пересчитанные для обода колеса с учетом редуктора. Они отражают тяговые возможности э.п.с.

Связь между силой тяги и скоростью движения электровоза с моментом и частотой вращения якоря тягового двигателя устанавливают из следующих соотношений.

Редуктор тягового привода является усилителем момента, поэтому момент колесной пары $M_k = \mu M_{\eta_d}$ (где μ — передаточное отношение редуктора). Благодаря редуктору частота вращения вала тягового двигателя увеличивается в кратности передаточного отношения $n_d = \mu n_k$ (где n_k — частота вращения колеса, об/мин).

Касательная сила тяги колесной пары

$$F_k = 2M_k / D_{вк},$$

где $D_{вк}$ — диаметр бандажа.

Сила тяги F_k и момент M связаны соотношением

$$F_k = \frac{2\mu}{D_{вк}} M \eta_d \cdot 10^{-3}.$$

При отсутствии буксования скорость движения электровоза, км/ч, $v = 0,06 \pi D_{вк} n_k$. Скорость движения v и частота вращения n_d связаны соотношением $v = 0,188 (D_{вк} / \mu) n_d$.

Диаметр бандажа $D_{вк}$ для расчетов принимают средненижним, т. е. от размера диаметра нового бандажа отнимают двойное значение эксплуатационного допуска на износ.

Мощность на ободе колеса или тяговая мощность, кВт,

$$P_t = 0,278 F_k v_k.$$

Мощность на валу тягового двигателя, кВт,

$$P_d = P_t / \eta_a.$$

Мощность, подведенная к тяговому двигателю, и тяговая мощность связаны соотношением

$$P_1 = P_t / (\eta_b \eta_d),$$

где η_d — к. п. д. тягового двигателя: $\eta_d = (P_1 - \Sigma \Delta P) / P_1$;
 $\Sigma \Delta P$ — сумма потерь в тяговом двигателе.

§ 2.4. Использование мощности тягового двигателя при повышенных скоростях

Важными параметрами, определяющими эксплуатационные свойства электровоза, являются мощность и сила тяги, развиваемые им при конструкционной скорости. Отношение этой мощности к номинальной называют *коэффициентом использования мощности при конструкционной скорости* и обозначают K_n . Этот коэффициент характеризует не использование мощности вообще и не является каким-то показателем загрузки тягового двигателя, а отражает лишь степень заполнения характеристик области скорости, лежащих выше номинальной.

На рис. 1. 4 нанесена серия электротяговых характеристик $v(I_a)$. Сплошная линия 1 — характеристика тягового двигателя последовательного возбуждения, точка А которой соответствует номинальному току и скорости. Продолжая эту кривую до скорости $v_{\max}$ (точка В), получим ток и соответственно мощность при этой скорости. Они, как правило, составляют 0,1—0,2 от номинальных значений. Этого явно недостаточно для обычных условий эксплуатации.

Коэффициент K_n задается в технических условиях на электровоз. Обычно он равен 0,5—0,7 для грузового электровоза и близок к единице для пассажирского электровоза. Его уточненное значение можно определить исходя из необходимой силы тяги для движения поезда со скоростью $v_{\max}$ на площадке. Точка С соответствует требуемому коэффициенту K_n , а характеристика 3 — крайняя из электротяговых характеристик. Характеристика 2 является промежуточной. Число промежуточных характеристик пока не оцениваем. Важнее в настоящей главе показать, каким способом можно обеспечить требуемый коэффициент K_n .

Из рис. 1. 4 следует, что мощность $P_{v_{\max}}$ тягового двигателя, реализуемая при скорости $v_{\max}$ на расчетной характеристике (точка В), определяется соотношением скоростей $v_{\max}/v_{\text{ном}}$, поскольку при меньшем значении $v_{\max}/v_{\text{ном}}$ характеристика $v(I_a)$ поднимается вдоль оси скоростей. Следовательно, получение заданного коэффициента K_n затруднено при большом соотношении $v_{\max}/v_{\text{ном}}$.

Трудности получения повышенных коэффициентов K_n связаны также с насыщением машины. На рис. 1. 5 для одной и той же номинальной мощности одинаковый коэффициент K_n получен у насыщенного тягового двигателя (кривые 1 и 1') и менее насыщенного (кривые 2 и 2'). Получение вышележащих характеристик достигается ослаблением возбуждения. Из рис. 1. 5 следует, что менее насыщенный тяговый двигатель требует меньшего ослабления возбуждения (коэффициент β больше), чем насыщенная машина. Уменьшение насыщения тягового двигателя возможно либо путем увеличения воздушного зазора, либо путем развития сечения магнитопровода. Оба эти варианта приводят к увеличению габаритных размеров и массы машины. По этой причине тяговые двигатели выполняют со значительным насыщением (коэффициенты насыщения $K_n = 2 \div 1,6$) в расчетном режиме. Это благоприятно по условиям сцепления электровоза, так как тяговая характеристика в зоне повышенных нагрузок получается более жесткой. Получение

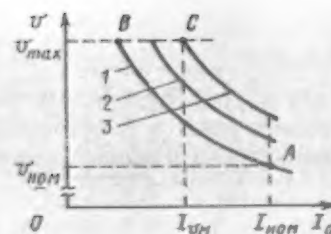


Рис. 1.4. К оценке коэффициента использования мощности: 1 — расчетная электротяговая характеристика; 2, 3 — характеристики при ослабленном возбуждении ($I_{\text{ном}} = I_{v_{\max}}$)

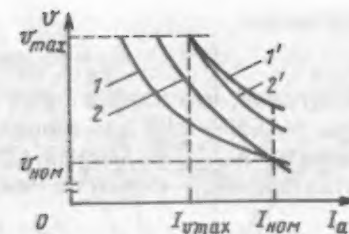


Рис. 1.5. К влиянию отношения $v_{\max}/v_{\text{ном}}$ и коэффициента насыщения на коэффициент использования мощности:

1, 1' — характеристики насыщенного тягового двигателя; 2, 2' — характеристики менее насыщенного тягового двигателя

коэффициента $K_n = 0,6 \div 0,8$ представляло немалую трудность для тяговых двигателей без компенсационной обмотки. У тяговых двигателей с компенсационной обмоткой эта трудность устраняется, так как для них допустимо значительное ослабление возбуждения.

Окончательные значения коэффициентов насыщения K_n и коэффициента возбуждения β определяются при проектировании конкретного тягового двигателя.

Связь между коэффициентами K_n , K_n и β можно установить следующим образом. Так как напряжение на тяговом двигателе сохраняется неизменным в режимах полного и ослабленного возбуждения, коэффициент

$$K_n = P_{v_{\max}}/P_{\text{ном}} \approx I_{v_{\max}}/I_{\text{ном}}. \quad (1.13)$$

М.д.с. главных полюсов для режимов с мощностями $P_{v_{\max}}$ и $P_{\text{ном}}$:

$$F_{v_{\max}} = I_{v_{\max}} \beta_{\min} \omega_{\text{гп}}; \quad (1.14)$$

$$F_{\text{ном}} = I_{\text{ном}} \beta_{\text{ном}} \omega_{\text{гп}}, \quad (1.15)$$

где $\omega_{\text{гп}}$ — число витков обмотки главных полюсов.

М.д.с. можно выразить также через магнитные потоки и коэффициенты насыщения:

$$F_{v_{\max}} = K_n \min F_{\delta} = K_n \min K_1 \Phi_{v_{\max}}; \quad (1.16)$$

$$F_{\text{ном}} = K_n F_{\delta_{\text{ном}}} = K_n K_1 \Phi_{\text{ном}}. \quad (1.17)$$

Коэффициент K_1 отражает пропорциональность м.д. с. на воздушном зазоре магнитному потоку. Тогда отношение

$$F_{v_{\max}}/F_{\text{ном}} = I_{v_{\max}} \beta_{\min} \omega_{\text{гп}} / (I_{\text{ном}} \beta_{\text{ном}} \omega_{\text{гп}}) = K_n \min K_1 \Phi_{v_{\max}} / (K_n K_1 \Phi_{\text{ном}}).$$

Поскольку значения э. д. с. двигателя близки к значению напряжения на двигателе, можно принять $E_{\text{ном}} = E_{v_{\max}}$, где $E_{v_{\max}} = C_v v_{\max} \Phi_{v_{\max}}$ и $E_{\text{ном}} = C_v v_{\text{ном}} \Phi_{\text{ном}}$. Следовательно, $v_{\max}/v_{\text{ном}} = \Phi_{\text{ном}}/\Phi_{v_{\max}} = K_v$. Коэффициент K_v называют *коэффициентом регулирования скорости*.

$$K_n = K_n \min \beta_{ном} / (K_n \beta_{мин} K_e). \quad (1.18)$$

Учитывая, что коэффициент $\beta_{ном} = 1$ для машин постоянного тока и $\beta_{ном} = 0,96 \div 0,98$ для машин пульсирующего тока, а также что коэффициент $K_{мин} \approx 1$ из-за небольшого магнитного потока в режиме конструкционной скорости, получим

$$K_n = 1 / (K_n \beta_{мин} K_e). \quad (1.19)$$

Выражение (1.19) хорошо согласуется с высказанными выше соображениями о трудности реализации повышенных коэффициентов K_n для большого соотношения скоростей K_e и насыщенного тягового двигателя. В этом случае потребуется уменьшение $\beta_{мин}$, т. е. глубокое ослабление возбуждения, что может быть недопустимо, особенно для тяговых двигателей без компенсационной обмотки (см. § 4.4).

Так как насыщенность тягового двигателя существенно влияет на электротяговые характеристики, рассмотрим этот вопрос более подробно с оценкой возможности снижения коэффициента насыщения при проектировании машин.

Из рис. 1.6 следует, что ненасыщенный тяговый двигатель позволяет реализовать повышенную мощность при конструкционной скорости v_{max} и полном возбуждении (точка А). У насыщенного тягового двигателя для работы в точке А потребуется ввести ослабление возбуждения.

При работе в области токов больше номинального $I_{аном}$ характеристики ненасыщенного тягового двигателя также благоприятны. Так, при одном и том же токе двигателя сила тяги будет увеличена по сравнению с насыщенным тяговым двигателем. Следовательно, при одной и той же реализуемой силе тяги в указанной области насыщенный тяговый двигатель будет потреблять больший ток, развивая при этом меньшую частоту вращения.

Характеристики ненасыщенного тягового двигателя особенно благоприятны для пассажирских электровозов и электропоездов. У первых требуется значительная мощность при конструкционной скорости, а у вторых значительная сила тяги при разгоне. Для грузовых электровозов могут проявиться положительные качества и у насыщенного тягового двигателя. Из рис. 1.6 следует, что характеристика $v(I_a)$ насыщенного тягового двигателя более жесткая, особенно в области токов, больших номинального, что благоприятно по условиям реализации повышенных сил тяги. При значительной насыщенности в области больших токов тяговый двигатель последовательного возбуждения проявляет себя как тяговый двигатель независимого возбуждения.

В целом можно сказать, что ненасыщенные тяговые двигатели чаще более благоприятны, особенно если принять к сведению возможность повышения тяговых качеств электровоза другими специальными средствами. Двигатели постоянного тока промышленного назначения обычно менее насыщены, чем тяговые двигатели. Здесь решающим фактором является увеличение потерь в стали с ростом насыщения из-за увеличения индукций в стальных участках магнитной цепи.

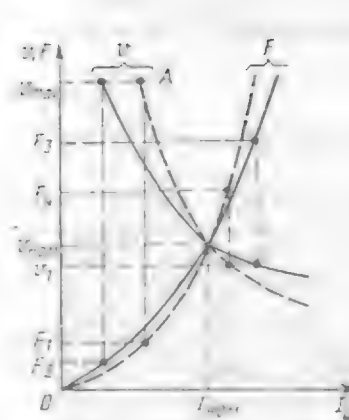


Рис. 1.6. Зависимости $v(I_a)$ и $F(I_a)$ для насыщенного (сплошные линии) и ненасыщенного (штриховые линии) тяговых двигателей

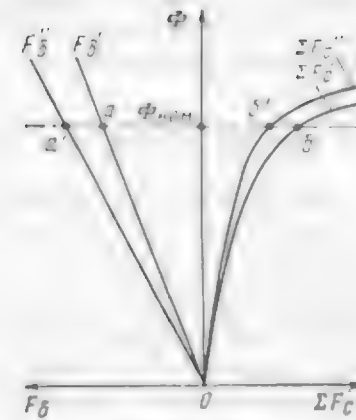


Рис. 1.7. Магнитные характеристики тяговых двигателей для стальных участков и воздушного зазора под главными полюсами

Для тяговых двигателей часто есть надобность повышать насыщение из-за необходимости сокращения габаритных размеров, поскольку снижение насыщения приводит к увеличению их, что и является обычно основным определяющим фактором.

Возможности выполнить тяговый двигатель с невысоким коэффициентом насыщения при ограниченных габаритных размерах его невелики. Если наложить условие сохранения одинаковых магнитных потоков, м.д.с. главных полюсов, моментов и габаритных размеров тяговых двигателей, то уменьшение насыщения машины приведет к увеличению потерь в обмотке якоря. Приведенное условие поясняется рис. 1.7 и его можно записать для двух вариантов в виде

$$F_{вп} = F_{\delta}' + \Sigma F_{\delta}'' = F_{\delta}'' + \Sigma F_{\delta}''.$$

где F_{δ}' и F_{δ}'' — магнитные напряжения на воздушных зазорах для насыщенного и ненасыщенного двигателя;

$\Sigma F_{\delta}'$ и $\Sigma F_{\delta}''$ — магнитные напряжения на стальных участках.

Для того чтобы обеспечить уменьшение м.д.с. $\Sigma F_{\delta}''$ при поставленных условиях, есть практически одна возможность: уменьшить ширину или глубину паза, что приведет при заданном суммарном токе якоря к увеличению потерь в его обмотке.

Если снять одно из ограничений, например пойти на уменьшение потока, то это приведет также к необходимости развить габаритные размеры машины, что окажется неизбежным при всех попытках значительного уменьшения насыщения машины. Однако некоторая оптимизация здесь возможна, что и удастся сделать при использовании ЭВМ.

Глава 3. ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ И ЕЕ ПРИЛОЖЕНИЕ К ПРОЕКТИРОВАНИЮ ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ

§ 3.1. Основные уравнения магнитного поля

Расчет магнитных характеристик электрических машин основан на теории магнитных цепей при некотором упрощении реальной картины распределения магнитного поля в машине. В связи с возрастанием нагрузок в тяговых двигателях, а также с внедрением ЭВМ в проектирование в последние годы стали выполнять более строгие расчеты магнитных полей на основе решения уравнений Максвелла, позволяющие точнее определять магнитные характеристики машины.

Магнитное поле в двигателе условно можно разделить на три зоны: активную, включающую зубцы, полюсы, остов, воздушные зазоры на активной длине проводников обмотки; торцовую, включающую области лобовых частей обмоток; конструктивные элементы и пространство, окружающее активные и торцовые зоны.

В активных зонах сосредоточено основное магнитное поле. В торцовых зонах и окружающем пространстве магнитные поля слабые, но их иногда также приходится учитывать для получения необходимой точности.

Основное внимание уделяют расчету поля в активной зоне машины. Магнитное поле — одно из двух проявлений электромагнитного поля, описываемого уравнениями Максвелла. Для электромагнитных процессов в покоящейся среде (например, остов с обмотками возбуждения) эти уравнения, если пренебречь токами смещения, имеют следующий вид [14]:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{H} &= \mathbf{j} + \mathbf{j}_{\text{ст}}; \\ \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}; \\ \operatorname{div} \mathbf{B} &= 0, \\ \operatorname{div} \mathbf{j} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1.20)$$

где $\mathbf{H}$, $\mathbf{B}$, — векторы напряженности магнитного поля, магнитной индукции, $\mathbf{E}$, $\mathbf{j}$ — напряженности электрического поля и плотности тока; $\mathbf{j}_{\text{ст}}$ — сторонняя составляющая плотности тока.

Электромагнитные свойства среды учитываются следующими уравнениями, дополняющими уравнения (1.20):

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{B} &= \mu \mathbf{H}; \\ \mathbf{j} &= \gamma \mathbf{E}, \end{aligned} \right\} \quad (1.21)$$

где μ , γ — магнитная проницаемость и удельная электрическая проводимость среды.

В системе координат остова эти уравнения для якоря (ротора), движущегося со скоростью $\mathbf{v}$, примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{H} &= \mathbf{j} + \mathbf{j}_{\text{ст}}; \\ \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -\frac{d\mathbf{B}}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (1.22)$$

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{div} \mathbf{B} &= 0, \\ \operatorname{div} \mathbf{j} &= 0, \\ \mathbf{B} &= \mu \mathbf{H}; \\ \mathbf{j} &= \gamma (\mathbf{E} + [\mathbf{vB}]). \end{aligned} \right\} \quad (1.23)$$

Если принять, что система координат связана с ротором и движется со скоростью $\mathbf{v}$, то в этой системе

$$\frac{\partial \mathbf{B}'}{\partial t} = \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} - \operatorname{rot} [\mathbf{vB}], \quad (1.24)$$

т. е. $\mathbf{E}' = \mathbf{E} + [\mathbf{vB}]$.

Если в исследуемой области нет изменений поля во времени и отсутствуют электрические токи, можно считать, что в этой области действует лишь магнитное поле, описываемое уравнениями:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = 0; \operatorname{div} \mathbf{B} = 0; \mathbf{B} = \mu \mathbf{H}. \quad (1.25)$$

Для магнитного поля в области, содержащей постоянные токи, можно записать систему уравнений:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{j}_{\text{ст}}; \operatorname{div} \mathbf{B} = 0; \mathbf{B} = \mu \mathbf{H}. \quad (1.26)$$

Уравнения (1.25) и (1.26) могут быть решены после преобразования и введения новых переменных, таких, как скалярный и векторный магнитные потенциалы. Скалярный магнитный потенциал используют при расчете поля в областях без тока [см. уравнения (1.25)]. Вектор напряженности поля при этом [15, 16] $\mathbf{H} = -\operatorname{grad} \varphi$. Его составляющие по осям координат:

$$H_x = -\frac{\partial \varphi}{\partial x}; \quad H_y = -\frac{\partial \varphi}{\partial y}; \quad H_z = -\frac{\partial \varphi}{\partial z}. \quad (1.27)$$

На основании уравнений $\operatorname{div} \mathbf{B} = 0$ и $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$ для прямоугольной системы координат при $\mu = \text{const}$ во всех направлениях имеем

$$\frac{\partial H_x}{\partial x} + \frac{\partial H_y}{\partial y} + \frac{\partial H_z}{\partial z} = 0. \quad (1.28)$$

Подставив H_x , H_y и H_z из выражений (1.27) в уравнение (1.28), получим

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} = 0. \quad (1.29)$$

Это уравнение называют *уравнением Лапласа*. Решив его, получим зависимость $\varphi(x, y, z)$.

В большинстве случаев ограничиваются решением плоскопараллельного поля, когда $H_z = 0$. Тогда уравнение (1.29) примет вид

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} = 0. \quad (1.30)$$

Линии, соединяющие точки с равными потенциалами, называются *эквипотенциальными*. Поля изображают при помощи силовых линий, перпендикулярных к эквипотенциальным линиям. Вектор напряженности в каждой точке поля совпадает с касательной к силовой линии.

В электрических машинах к плоскопараллельному полю можно отнести магнитное поле в активной части электрической машины, где ток протекает только в осевом направлении.

Для расчета полей внутри областей, содержащих ток и описываемых уравнениями (1.26), вводят дополнительную переменную — *векторный магнитный потенциал A*, определяемый уравнением

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A}, \quad (1.31)$$

при этом $\text{div } \mathbf{A} = 0$.

Используя векторный магнитный потенциал, из уравнений (1.26) можно вывести следующую зависимость для двумерного поля в виде нелинейного аналога дифференциального уравнения Пуассона:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -j. \quad (1.32)$$

При этом векторы $\mathbf{A}$ и $\mathbf{j}$ имеют только составляющие по оси z , т. е. $A = A_z$; $j = j_z$.

Электрическая машина содержит области с различными значениями магнитной проницаемости μ . На границе раздела таких сред поле должно подчиняться следующим граничным условиям:

$$\left. \begin{aligned} B_{n1} &= B_{n2}; \\ H_{\tau 1} &= H_{\tau 2}, \end{aligned} \right\} \quad (1.33)$$

где B_{n1}, B_{n2} — нормальные составляющие вектора магнитной индукции;
 $H_{\tau 1}, H_{\tau 2}$ — тангенциальные составляющие вектора напряженности магнитного поля.

Аналитическое решение уравнений магнитного поля возможно только для сравнительно простых его областей. Для областей сложных, типичных для электрических машин, при решении уравнений магнитного поля находят применение методы графические, численные и методы физического и аналогового моделирования.

§ 3.2. Графическое построение картины магнитного поля

Для области, описываемой уравнениями (1.25) и (1.26), магнитное поле может быть построено графически. Картину поля строят обычно для двумерного случая. Ее построение заключается в нанесении на исследуемой области эквипотенциальных линий и линий поля таким образом, чтобы эти линии были перпендикулярны друг другу, а область

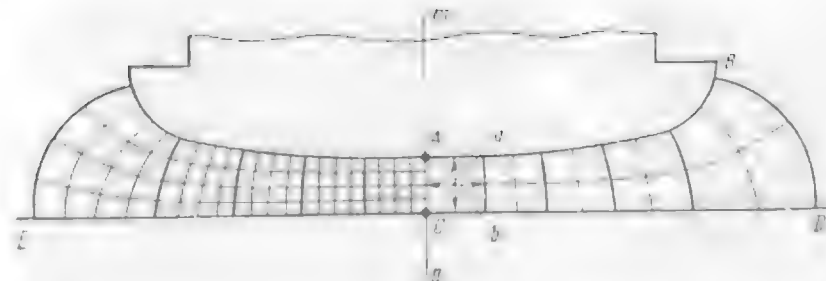


Рис. 1.8. Картина магнитного поля в воздушном зазоре под главным полюсом двигателя с беспазовым якорем

была разбита на криволинейные квадраты. Средние ширина и длина каждого отдельного квадрата должны быть равны.

Картины поля строят для воздушных и немагнитных пространств машины, в зазоре под главным полюсом, пространстве между полюсами и др. Границами рассматриваемых областей служат поверхности стальных деталей и оси симметрии машины. Принимая, что магнитная проницаемость стальных участков равна бесконечности, получаем пересечение магнитных силовых линий со стальными поверхностями под прямым углом на основании того, что

$$\lg \alpha_1 / \lg \alpha_2 = \mu_1 / \mu_2,$$

где α_1, α_2 — углы, образуемые магнитной силовой линией с нормалью к поверхности раздела сред;

μ_1, μ_2 — магнитные проницаемости сред, пересекаемых магнитной силовой линией.

Стальные поверхности являются эквипотенциальными. Поверхность полюсного башмака имеет потенциал, равный единице. Потенциал поверхности сердечника якоря равен нулю. Квадраты начинают строить от оси полюса *или* между поверхностями *AB* и *CD* (рис. 1.8). По мере удаления к краю полюса квадраты становятся все более криволинейными. Для облегчения построения пространство наиболее искривленных квадратов может быть разбито на еще более мелкие (элементарные). У всех квадратов должно быть $a = b$.

Если считать, что длина изображенных на рис. 1.8 сердечников равна 1 см, то можно говорить не о криволинейных плоских квадратах, а об объемных единичных трубках, имеющих ширину b , высоту a , а длину 1 см. Проводимость единичной трубки

$$\lambda = \mu_0 (b/a) l = \mu_0, \quad (1.34)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость немагнитной среды.

Магнитный поток, проходящий через одну единичную трубку,

$$\Delta \Phi = \lambda \Delta F, \quad (1.35)$$

где ΔF — разность магнитных потенциалов между краями по высоте трубки.



Рис. 1.9. Магнитное поле в зоне полюсов

Полная проводимость какого-либо участка магнитного поля

$$\Lambda = \Phi/F = m\Delta\Phi/(n\Delta F) = \mu_0 (ml/n), \quad (1.36)$$

где Φ — магнитный поток участка;
 F — разность магнитных потенциалов между эквипотенциальными поверхностями (AB и CD);
 ΔF — разность магнитных потенциалов единичной трубки;
 m — число трубок по ширине участка;
 n — число единичных трубок, последовательно соединенных по высоте единичной трубки;
 l — длина сердечника (магнитопровода).

Полный магнитный поток в рассматриваемой зоне

$$\Phi = \Lambda F = \mu_0 mlF/n, \quad (1.37)$$

Для области $ABDC$ $m = 5$, $n = 1$. В полюсном окне (рис. 1.9) находятся катушки главных полюсов с током, поэтому поле в нем вихревое, описываемое уравнениями (1.26). Для того чтобы в изучаемой области не было токов, катушку с током условно представляют распределенной на длине h_k тонким слоем равномерно по боковой поверхности сердечника полюса. В этом случае поле в окне между полюсами становится безвихревым, потенциальным и удобным для графического построения.

Высоту h_k и воздушный зазор OA делят на равное число n частей и проводят $(n - 1)$ линию равного магнитного потенциала. Затем проводят эквипотенциальные линии и линии магнитных трубок таким образом, чтобы они при пересечении образовывали прямые углы, а средняя высота и средняя ширина криволинейных квадратов были равны. Так как на рис. 1.9 зазор разбит на четыре участка, то эквипотенциальные линии имеют потенциалы: 0 (сталь якоря), $1/4 F_n$, $1/2 F_n$, $3/4 F_n$ и F_n (здесь F_n — м. д. с. катушки главного полюса).

Из картины поля на рис. 1.9 можно определить как основной магнитный поток, так и коэффициент рассеяния.

Полезный магнитный поток

$$\Phi = \mu_0 (24,4) I_n F_n,$$

где I_n — длина сердечника якоря.

Поток рассеяния

$$\Phi_\sigma = \mu_0 (4,75/4) I_n F_n.$$

Коэффициент рассеяния

$$\sigma_m = \frac{\Phi_\sigma + \Phi_0}{\Phi} = [\mu_0 (24,4 + 4,75) I_n F_n / 4] / [\mu_0 (24,4) I_n F_n] = (4,75 + 24) / 24 = 1,2.$$

При помощи графических построений магнитного поля могут быть определены коэффициенты полюсного перекрытия α_δ и рассеяния добавочного полюса, а также рассчитаны электромеханические характери-

стики машины с достаточно высокой точностью. Однако методы графического построения не нашли широкого распространения из-за очень большой их трудоемкости.

§ 3.3. Расчет магнитного поля на ЭВМ

Как уже отмечалось, аналитические методы расчета магнитного поля могут использоваться только для простейших областей и не могут быть использованы для расчета магнитного поля в сложных областях электрических машин. В последние десятилетия расчет поля в электрических машинах производится на ЭВМ численными методами, обеспечивающими достаточную для практики точность расчета.

Наиболее широкое применение при проектировании тяговых двигателей находят методы конечных разностей [15—17] и конечных элементов [18, 19].

Рассмотрим метод конечных разностей для случая потенциального поля, в области без тока. Пусть на плоскости задана произвольная область, ограниченная кривой N , и известно распределение потенциала вдоль кривой (рис. 1.10). Разобьем область на квадратные ячейки с длиной стороны $\Delta x = \Delta y = d$, т. е. нанесем сетку. Приращение потенциала при переходе от узла сетки к соседнему узлу

$$\Delta\varphi = \varphi(x+d) - \varphi(x).$$

Величину $\Delta\varphi/\Delta x = \Delta\varphi/d$ называют разностным отношением первого порядка, причем $\Delta\varphi/d \approx \partial\varphi/\partial x$.

Разность между первыми разностями называется разностью второго порядка, или второй разностью первоначальной функции $\varphi(x)$, обозначаемой символом $\Delta^2\varphi$ и приблизительно равной $\partial^2\varphi$. Разностное отношение второго порядка $\frac{\Delta^2\varphi}{(\Delta x)^2} = \frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2}$.

Для точек 0, 1, 2, 3, 4 можно записать:

$$\frac{\varphi_1 - \varphi_0}{d} = \frac{\varphi_0 - \varphi_3}{d} \approx \left(\frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2} \right)_0 d;$$

$$\frac{\varphi_2 - \varphi_0}{d} = \frac{\varphi_0 - \varphi_4}{d} \approx \left(\frac{\partial^2\varphi}{\partial y^2} \right)_0 d.$$

Если сложить левые и правые части этих выражений, то получим

$$\begin{aligned} \frac{1}{d} (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 - 4\varphi_0) &\approx \\ &\approx d \left[\left(\frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2} \right)_0 + \left(\frac{\partial^2\varphi}{\partial y^2} \right)_0 \right]. \end{aligned}$$

Выражение в квадратных скобках есть уравнение Лапласа, равное нулю для скалярного магнитного потенциала, поэтому послед-

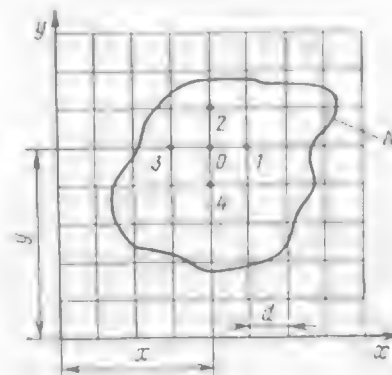


Рис. 1.10. К пояснению применения метода конечных разностей

нее уравнение можно представить как $\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 = 4\varphi_0$, откуда $\varphi_0 = (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4) / 4$. Это уравнение Лапласа в разностной форме для потенциала узловой точки 0 , выраженное через потенциалы соседних точек. Если определяется потенциал точки, близкой к границе области, когда расстояние от точки до граничных точек меньше d , то получаем

$$\varphi = \frac{d_1 d_2 d_3 d_4}{d_1 d_3 + d_2 d_4} \left[\frac{1}{d_1 + d_3} \left(\frac{\varphi_1}{d_1} + \frac{\varphi_3}{d_3} \right) + \frac{1}{d_2 + d_4} \left(\frac{\varphi_2}{d_2} + \frac{\varphi_4}{d_4} \right) \right]$$

Таким же образом составляют уравнения потенциалов для всех точек области, кроме граничных точек, потенциалы которых известны. Полученная система алгебраических уравнений (число их равно числу узлов сетки в расчетной области) позволяет определить потенциалы всех узлов.

Метод конечных разностей находит применение для расчета магнитных полей в зоне добавочных полюсов при уточненном расчете коммутации.

Для расчета магнитного поля геометрически сложных, неоднородных и нелинейных областей с током находит применение метод конечных элементов, относящийся к численно-вариационным методам [18, 19]. При решении этим методом используется векторный магнитный потенциал A , распределение которого описывается для двухмерного случая уравнением (1.32).

При расчете поля по методу конечных элементов прямое решение уравнения заменяют поиском такого распределения в области векторного магнитного потенциала A , при котором нелинейный энергетический функционал минимален.

Этот функционал

$$F = \int_S \left(\int_0^{B_x} v B_x dB_x + \int_0^{B_y} v B_y dB_y \right) dS - \int_S A j dS, \quad (1.38)$$

где S — ограниченная область расчета магнитного поля; $v = 1/\mu$ — величина, обратная магнитной проницаемости.

Составляющие вектора магнитной индукции:

$$B_x = \frac{\partial A}{\partial y}; \quad B_y = -\frac{\partial A}{\partial x}. \quad (1.39)$$

Область S делят на конечное число элементов. Размеры и расположение элементов произвольны, что позволяет разместить их наиболее рационально, увеличив их число там, где исследуемая функция изменяется наиболее значительно. Форма элементов обычно треугольная. Стороны элементов должны совпадать с границами раздела областей с различными магнитными свойствами и областей с током и без тока.

Так, для магнитной цепи, показанной на рис. 1.11, a , областями, имеющими различные свойства, будут: I — сердечник якоря из стали; II — обмоточный слой якоря; III — сердечник главного полюса; IV — катушка главного полюса с током; V — сердечник добавочного полю-

са; VI — катушка добавочного полюса; VII — стальная отливка остова, а также воздушные промежутки между ними.

Каждая область разбита на треугольники таким образом, чтобы они не располагались в двух областях.

При расчете полагаем, что магнитный поток из машины не выходит и симметричен относительно оси y , поэтому векторный магнитный потенциал на линии $BCDA$ — $A = 0$; на прямой AB $\frac{\partial A}{\partial x} = 0$, т. е. магнитные линии перпендикулярны AB .

Предполагаем, что векторный магнитный потенциал A внутри любого треугольника определяется через потенциалы в вершинах треугольника. Пусть внутри треугольника

$$A = a + bx + cy. \quad (1.40)$$

Необходимо найти коэффициенты a, b, c .

В вершинах треугольника i, j, k — значения векторного магнитного потенциала

$$\begin{vmatrix} A_i & = & a + b x_i + c y_i \\ A_j & = & a + b x_j + c y_j \\ A_k & = & a + b x_k + c y_k \end{vmatrix} \quad (1.41)$$

Коэффициенты:

$$a = \frac{a_i A_i + a_j A_j + a_k A_k}{2S_m}; \quad b = \frac{b_i A_i + b_j A_j + b_k A_k}{2S_m}; \quad c = \frac{c_i A_i + c_j A_j + c_k A_k}{2S_m} \quad (1.42)$$

В выражениях (1.42):

$$\begin{aligned} a_i &= (y_j - y_k) / (x_j - x_k); & a_j &= (y_k - y_i) / (x_k - x_i); & a_k &= (y_i - y_j) / (x_i - x_j); \\ b_i &= (y_j - y_k) / (x_j - x_k); & b_j &= (y_k - y_i) / (x_k - x_i); & b_k &= (y_i - y_j) / (x_i - x_j); \\ c_i &= (x_j - x_k) / (y_j - y_k); & c_j &= (x_k - x_i) / (y_k - y_i); & c_k &= (x_i - x_j) / (y_i - y_j). \end{aligned}$$

Площадь треугольника m

$$S_m = (x_i b_i + x_j b_j + x_k b_k) / 2.$$

Индексы при x и y означают координаты соответствующей вершины треугольника.

Подставив значения коэффициентов [см. выражения (1.42)] в уравнение (1.40), получим, что векторный магнитный потенциал внутри треугольника

$$A = [(a_i + b_i x + c_i y) A_i + (a_j + b_j x + c_j y) A_j + (a_k + b_k x + c_k y) A_k] / (2S_m). \quad (1.43)$$

Тогда, используя зависимость $B = \text{rot } A$, для составляющих вектора магнитной индукции по осям x и y в треугольнике m получим:

$$\begin{aligned} B_x &= \frac{\partial A}{\partial y} = (c_i A_i + c_j A_j + c_k A_k) / (2S_m); \\ B_y &= -\frac{\partial A}{\partial x} = -(b_i A_i + b_j A_j + b_k A_k) / (2S_m). \end{aligned} \quad (1.44)$$

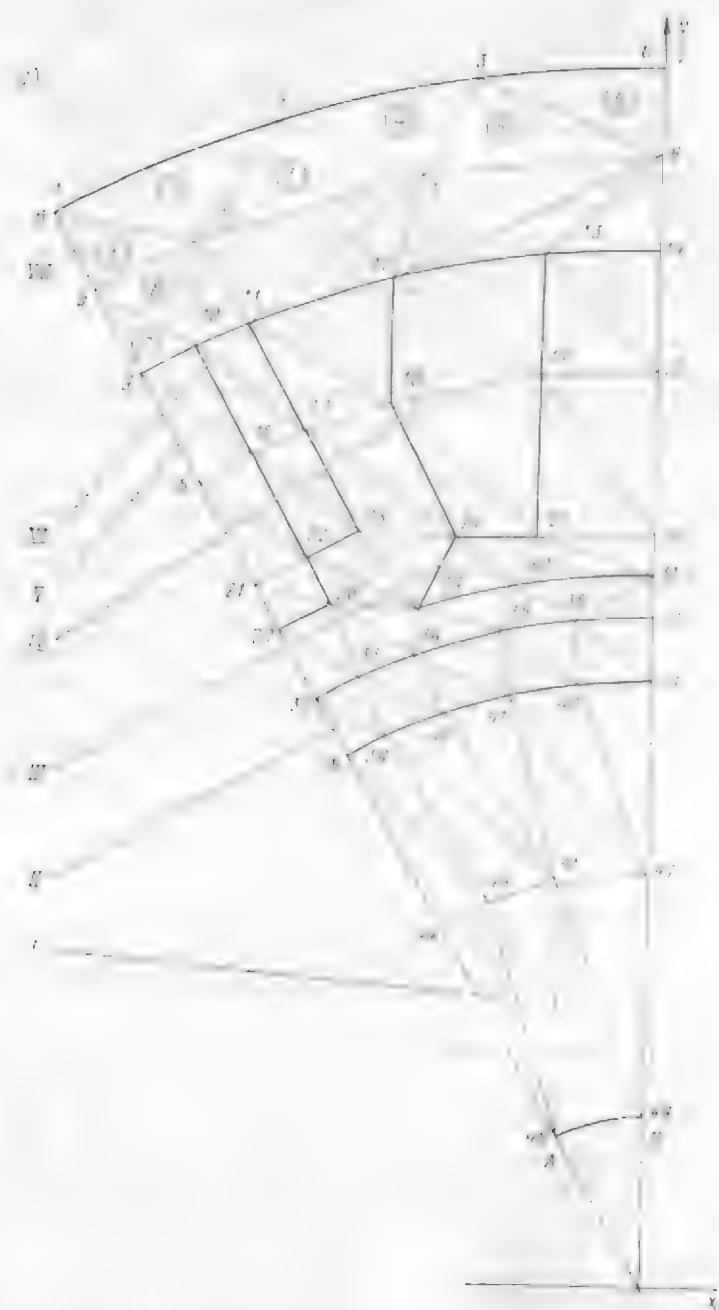
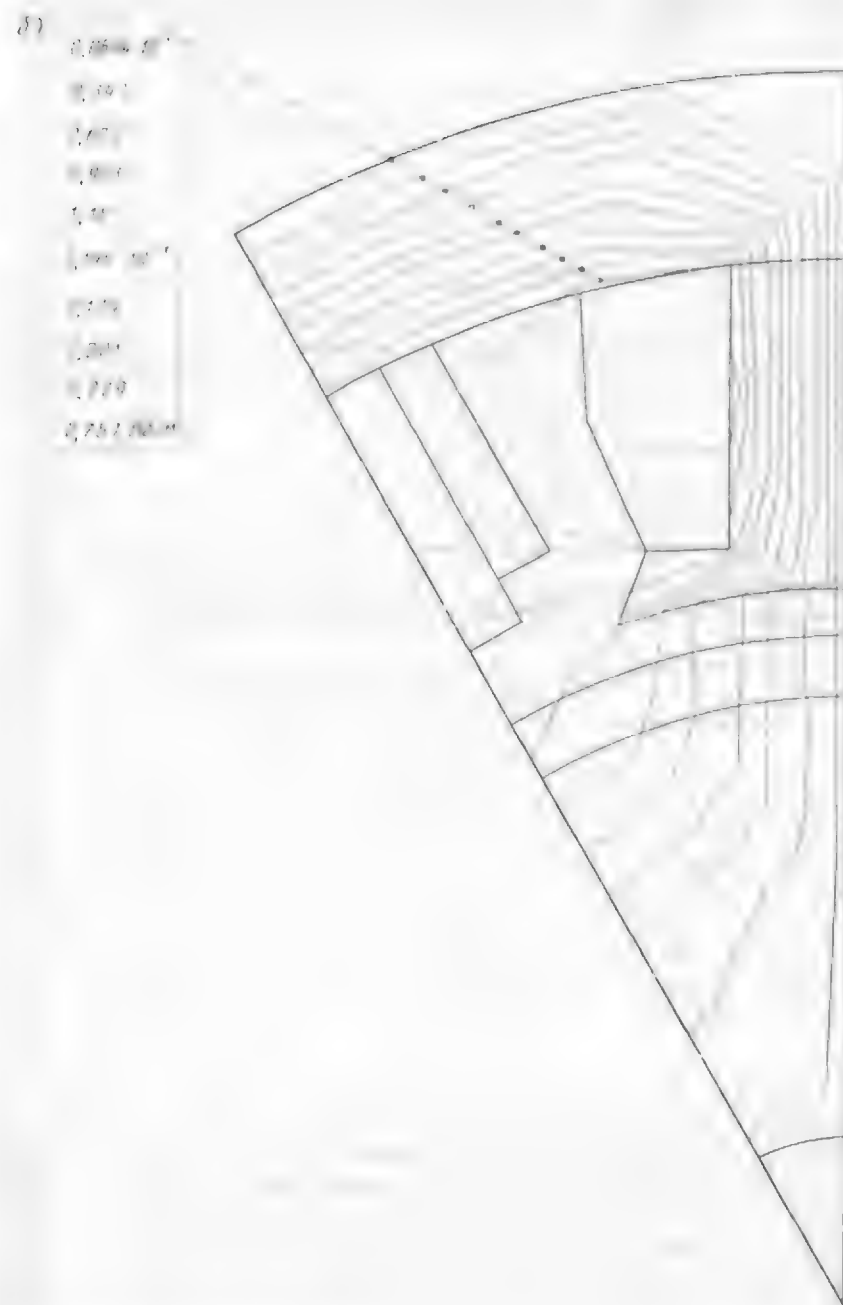


Рис. 1.11. Магнитная цепь тягового



двигателя с беспазовым якорем

Следовательно, внутри треугольника B_x и B_y постоянны. Если представить функционал F [см. (1.38)] для всей области S как сумму функционалов отдельных треугольников, то для области S с r треугольниками можно записать

$$F = \sum_{m=1}^{r-1} \int_{S_m} \left(\int_0^{B_x} v B_x dB_x + \int_0^{B_y} v B_y dB_y - A j_m \right) dS_m = F^1 + F^2 + \dots + F^r = \sum_{m=1}^r (F^m), \quad (1.45)$$

где j_m — плотность тока в треугольнике m .

Переменными в выражении (1.45) являются значения векторного магнитного потенциала в вершинах треугольника A_p , поэтому минимум функционала может быть найден решением системы алгебраических уравнений:

$$\frac{\partial F}{\partial A_p} = \partial \sum_{m=1}^r (F^m) / \partial A_p, \quad p=1, 2, \dots, n, \quad (1.46)$$

где n — число вершин треугольников (число неизвестных).

Используя уравнения (1.42), (1.44) и (1.46), для каждой вершины треугольника можно получить следующие выражения:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial A_i} &= \frac{v}{4S_m} [(c_i^2 + b_i^2) A_i + (c_i c_j + b_i b_j) A_j + (c_i c_k + b_i b_k) A_k] - \\ &\quad - I_m \frac{S_i}{3}, \\ \frac{\partial F^m}{\partial A_j} &= \frac{v}{4S_m} [(c_i c_j + b_i b_j) A_i + (c_j^2 + b_j^2) A_j + (c_j c_k + b_j b_k) A_k] - \\ &\quad - I_m \frac{S_m}{3}, \\ \frac{\partial F^m}{\partial A_k} &= \frac{v}{4S_m} [(c_i c_k + b_i b_k) A_i + (c_j c_k + b_j b_k) A_j + (c_k^2 + b_k^2) A_k] - \\ &\quad - I_m \frac{S_m}{3} \end{aligned} \quad (1.47)$$

Подобным же образом образуется система нелинейных алгебраических уравнений для всех треугольников расчетной области. Число уравнений будет равно n , т. е. числу вершин треугольников. Решение системы уравнений (1.47) минимизирует функционал (1.38) и дает значение векторного потенциала A в вершинах треугольников.

Система уравнений (1.47) решается методом Ньютона, которую для n нелинейных уравнений можно записать так

$$f_p(A_1, A_2, \dots, A_n) = 0, \quad p=1, 2, \dots, n. \quad (1.48)$$

По методу Ньютона решение нелинейной системы уравнений (1.47) заменяется последовательным решением систем линейных уравнений на каждой итерации t :

$$J^t \Delta A_p^t = -f_p(A_1^t, A_2^t, \dots, A_n^t), \quad p=1, 2, \dots, n. \quad (1.49)$$

В выражении (1.49):

$$J^t = \begin{vmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial A_1} & \frac{\partial f_1}{\partial A_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial A_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial A_1} & \frac{\partial f_2}{\partial A_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial A_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial A_1} & \frac{\partial f_n}{\partial A_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial A_n} \end{vmatrix} \text{ — якобиан, построенный для } t\text{-й итерации;}$$

ΔA_p^t — вектор поправок, который определяется при решении системы (1.48);

$f_p(A_1^t, A_2^t, \dots, A_n^t)$ — вектор невязок системы в t -й итерации.

Найденный вектор поправок позволяет найти уточненные значения потенциалов для следующей $(t+1)$ -й итерации: $A_p^{t+1} = A_p^t + \Delta A_p^t$, $p=1, 2, \dots, n$.

Для каждой итерации система (1.49) решается методом Гаусса (методом исключения).

Таким образом, программа расчета по методу конечных элементов должна решать следующие основные задачи:

построение системы нелинейных расчетных уравнений (1.47);

построение якобиана и вектора невязок;

решение системы линейных уравнений (1.49) для определения вектора поправок при решении системы нелинейных уравнений (1.47) методом Ньютона.

На основе метода конечных элементов созданы программы расчета магнитного поля, применяемые при расчете тяговых двигателей [19, 20]. Исходными данными для расчета по программам являются координаты расчетных точек, начальные значения векторного магнитного потенциала в расчетных точках, признаки среды и положения треугольников, плотности тока в элементах с током, число ломаных линий, делящих область на полосы, и др.

В результате расчета на печать выдаются: номера расчетных точек и их координаты, значения векторного магнитного потенциала A в этих точках, составляющие магнитной индукции B_x и B_y , модуль вектора магнитной индукции в треугольнике, модуль вектора напряженности магнитного поля в треугольнике, а также координаты точек линий равного векторного потенциала.

На рис. 1, 11, 6 нанесены 10 линий равного векторного потенциала (силовые линии). Они получены при расчете магнитного поля холостого хода (включена только обмотка возбуждения) для беспазовой электрической машины. Эти потенциалы показаны там же. Плотность тока в обмотке $j_n = 14,8 \text{ А/мм}^2$.

§ 3.4. Использование результатов расчета магнитного поля при проектировании

В результате расчета магнитного поля получаем значения магнитных индукций в каждом элементе и векторных магнитных потенциалов в расчетных точках области. По значению магнитной индукции в каждом элементе можно судить о степени насыщения этих элементов, а значит, и участков магнитной цепи, в которые входят эти элементы, что позволяет проектировщику заранее принять меры по рациональному изменению насыщения отдельных участков. О степени магнитного насыщения можно судить по плотности линий равного векторного потенциала на участке. Большшему магнитному насыщению соответствует большее число линий.

По картине распределения векторного магнитного потенциала A по сечению машины можно определить многие важные параметры двигателя. Так, магнитный поток, $B\delta$, пронизывающий контур, для двухмерного поля, имеющего составляющую векторного магнитного потенциала только по оси z ,

$$\Phi_K = (A_1 - A_2) l, \quad (1.50)$$

где A_1, A_2 — значения векторного магнитного потенциала на краях контура в плоскости x, y , Вб/м;
 l — длина контура в направлении оси z , м.

С учетом (1.50) магнитный поток машины при холостом ходе (см. рис. 1.11, а)

$$\Phi = 2(A_{37} - A_{32}) l_n,$$

где A_{32}, A_{37} — значения векторных магнитных потенциалов в точках 32 и 37.

Получив зависимость магнитного потока от тока обмотки возбуждения, т. е. кривую намагничивания, можно построить электромеханические характеристики машины. Погрешность при построении характеристик методом конечных элементов 3—5 %.

Коэффициент рассеяния главных полюсов, равный отношению потока, входящего в сердечник главного полюса, к потоку, входящему в якорь,

$$\sigma_m = [(A_{14} - A_{13}) 2l_n] / [(A_{37} - A_{32}) 2l_n] = (A_{14} - A_{13}) / (A_{37} - A_{32}),$$

где A_{13}, A_{14} — значения векторных магнитных потенциалов в точках 13 и 14.

Таким же образом может быть определен коэффициент рассеяния добавочных полюсов.

Индуктивности обмоток, представляющие собой отношение потокоцепления Ψ_k и тока в витках этих обмоток I , также могут быть определены из расчета магнитного поля: $L = \Psi_k / I$.

При расчете магнитной цепи обычным методом (по участкам) для наконечника башмака сердечника главного полюса размеры выбирают так, чтобы индукция в нем не превосходила 1,8—2 Тл. Однако иногда приходится допускать большие значения индукции. В этом случае целесообразно применять точные методы расчета.



Рис. 1.12. Формы зубцов главного полюса (а) и зубцов сердечника якоря (б)

Участок наконечника с размерами b_p' и l_p (рис. 1.12, а) определяет магнитный поток через крайний зубец шириной b_{kp} , а значит, влияет на полный магнитный поток машины. Конструктор для размещения катушки главного полюса стремится уменьшить размер b_p' , но при его уменьшении растет магнитное сопротивление потоку на этом участке. Для выбора рациональных размеров наконечника необходимо более точно оценить их влияние на поток машины.

Согласно теории планирования эксперимента на основе 25 расчетов магнитного поля тягового двигателя методом конечных элементов при различных сочетаниях размеров b_{kp} , b_p' , l_p получена формула для относительного значения магнитного потока в зависимости от этих размеров [21]. Относительное значение магнитного потока тягового двигателя

$$\Phi_{отн} = \sqrt{0,0578A^2/B^2 - 0,0971A/B + 0,9708} + (0,0885C - 0,2)/B + 0,2488D + 0,0172, \quad (1.51)$$

$$\text{где } A = b_{kp}/(l_p - b_{nko}); \quad B = h_{nko}/(l_p - b_{nko});$$

$$C = b_p'/(l_p - b_{nko}); \quad D = 2(l_p - b_{nko})/(\alpha_\delta \tau_n - Z_{ko} b_{nko}).$$

Абсолютное значение магнитного потока, $B\delta$,

$$\Phi_A = \Phi_{отн} \Phi,$$

где Φ — магнитный поток, определяемый методом расчета магнитной цепи по участкам, без учета насыщения наконечника, $B\delta$.

Как показал анализ, наибольшее влияние на поток машины оказывают размеры b_p' и l_p . Ширина крайнего зубца b_{kp} слабо влияет на магнитный поток машины.

С помощью расчета магнитного поля методом конечных элементов было определено влияние на магнитный поток машины размеров вырезов под крепящие клинья в зубцах сердечника якоря (рис. 1, 12, б). Для размещения клина высотой h_{kl} зубец заужен до размера b_{z1k} .

что приводит к росту индукции на этом участке зубца до 2,5—2,7 Тл и уменьшению общего потока на 2—3 %. Чем меньше отношение b_{21K}/b_{21} , тем в большей мере уменьшается магнитный поток машины. Поэтому расчет магнитной цепи в главе 27 выполнен с учетом вырезов под клин с разбиением зубца якоря по высоте на два участка.

Расчет магнитного поля на ЭВМ позволяет более точно определить распределение напряжения между соседними коллекторными пластинами [22].

Для различных моментов времени можно определить магнитный поток через секцию якоря по формуле (1.50).

Э.д.с. между пластинами коллектора, к которым присоединена секция:

$$e_c = - \frac{\Phi_c(t+\Delta t) - \Phi_c(t-\Delta t)}{2\Delta t} \omega_c, \quad (1.52)$$

где $\Phi_c(t+\Delta t) - \Phi_c(t-\Delta t)$ — изменение магнитного потока через секцию за определенный конечный интервал времени $2\Delta t$;
 ω_c — число витков в секции.

Потоки через секцию для моментов времени $(t + \Delta t)$ и $(t - \Delta t)$:

$$\Phi_c(t+\Delta t) = (A_1 - A_2)_{t+\Delta t} l_a;$$

$$\Phi_c(t-\Delta t) = (A_1 - A_2)_{t-\Delta t} l_a;$$

где $(A_1 - A_2)_{t+\Delta t}$ — разность между значениями составляющих магнитного векторного потенциала 1-й и 2-й сторон секции для моментов времени $(t + \Delta t)$ и $(t - \Delta t)$.

Окончательно в соответствии с уравнением (1.52) получим

$$e_c = - \frac{(A_1 - A_2)_{t+\Delta t} - (A_1 - A_2)_{t-\Delta t}}{2\Delta t} l_a \omega_c. \quad (1.53)$$

Если пренебречь падением напряжения в секции, то e_c есть напряжение Δe между пластинами коллектора для момента времени t .

Таким же образом могут быть вычислены значения e_c для всех секций и построены кривые распределения $e_c \approx \Delta e$ по коллектору. Погрешность определения максимальных межламельных напряжений при этом составляет 4—5 %.

Глава 4. ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ТОКОСЪЕМА ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 4.1. Коммутация тяговых двигателей при установившихся режимах

Тяговые двигатели э. п. с. относятся к числу наиболее напряженных машин по коммутации, поэтому этой проблеме должно быть уделено достаточное внимание при проектировании. Ниже рассмотрены вопросы коммутации, которые обычно не рассматриваются в общих курсах электрических машин [7—9].

Наиболее просто процесс коммутации объясняется в так называемой классической теории. Согласно ей ток в коммутируемой секции будет изменяться во времени прямолинейно, если щетка перекрывает одно коллекторное деление, сопротивление щеточного контакта сохраняется постоянным и коллектор вращается очень медленно. При быстром вращении коллектора в коммутируемой секции появится э.д.с. самоиндукции от изменяющегося тока.

Для того чтобы коммутация сохранялась прямолинейной, рекомендуется наводить в коммутируемых витках э.д.с., равную э.д.с. самоиндукции. Таким образом, расчет коммутации сводится к расчету э.д.с. самоиндукции и м.д.с. обмотки добавочных полюсов, обеспечивающей наведение коммутирующей э.д.с., равной э.д.с. самоиндукции. Это положение оказалось правильным, несмотря на несоответствие реальным условиям принимаемых допущений (постоянство сопротивления щеточного контакта и перекрытие щеткой не более одного коллекторного деления). Оно подтверждено рассмотрением энергетической стороны процесса коммутации [10], где не потребовалось использовать названные выше допущения, а также опытом при осциллографировании тока коммутируемых секций, при котором установлено, что даже некоторые нарушения коммутации не приводят к значительным отклонениям от прямолинейной коммутации в среднем для секций паза.

Наиболее простые выражения для реактивной э.д.с. (сумма э.д.с. самоиндукции и взаимной индукции при перекрытии щеткой нескольких пластин) получаются, если считать, что все секции находятся в одинаковых условиях, и усреднить потоки рассеяния для них. По формуле Пихельмайера реактивная э.д.с.

$$e_r = 2\xi l_a l_a \omega_c v_a,$$

где ξ — коэффициент магнитной проводимости для коммутируемых секций;
 l_a — активная длина якоря;
 A — линейная нагрузка;
 v_a — окружная скорость якоря;
 ω_c — число витков в секции.

По формуле А. Б. Иоффе [2]

$$e_r = \frac{8i_n u_K \omega_c l_a v_K \Sigma \lambda}{l_n u_K \omega_c l_a v_K \gamma - v_K l_a},$$

где i_n — ток секции;
 u_K — число коллекторных пластин на один паз;
 v_K — окружная скорость коллектора;
 $\Sigma \lambda$ — удельная проводимость потоку рассеяния секции;
 γ — коэффициент щеточного перекрытия;
 l_n — коллекторное деление;
 v_K — укорочение якорной обмотки в коллекторных делениях.

Приведенные формулы применяют обычно для машин средней мощности. Они удобны для анализа возможности улучшения коммутации. Для машин большой мощности, напряженных по коммутации, используют уточненные методы расчета (см. главу 21). Опыт показывает, что тяговые двигатели имеют допустимое искрение щеток лишь при э.д.с.

$e_r = 3 \div 4$ В, рассчитанной по формуле А. Б. Иоффе для номинального режима. Это объясняется не столько неточностью расчета, сколько возможными в производстве технологическими отклонениями при сборке узлов тягового двигателя. Поэтому проектировщик всегда должен стремиться к уменьшению э.д.с. e_r .

Из выражения для e_r следует, что для тягового двигателя, мощность которого задана и выбраны главные размеры (D_a и l_a), заметно повлиять на значение e_r можно, уменьшая ток i_a либо проводимость потока рассеяния $\Sigma\lambda$. Ток i_a можно уменьшить при заданном токе двигателя I_a , увеличив число полюсов, что, однако, может привести к усложнению потенциальных условий на коллекторе (см. § 4.4). Значение $\Sigma\lambda$ может быть уменьшено путем изменения формы паза, увеличением его ширины и уменьшением глубины.

Из выражения для e_r следует, что некоторого уменьшения э.д.с. e_r можно добиться, уменьшая u_k или увеличивая γ . Опыты подтверждают целесообразность уменьшения u_k .

При увеличении γ проявляется неблагоприятное влияние на коммутацию поля главных полюсов.

Таким образом, возможности существенного уменьшения э.д.с. e_r для мощных машин весьма ограничены и иногда по условиям коммутации требуется отступать от оптимально выбранных ранее конструктивных параметров, например пойти на увеличение диаметра якоря и снижение частоты вращения.

Как уже отмечалось, о коммутационной напряженности машины постоянного тока в какой-то мере можно судить по значению реактивной э. д. с. Для машин большой мощности, чтобы предопределить возможную степень искрения щеток проектируемой машины, такой оценки бывает недостаточно. Искрение щеток есть результат изменения во времени магнитной энергии коммутируемых секций. Впервые исходя из энергетических соображений А. Б. Иоффе [2] предложил критерий коммутационной напряженности, назвав его *фактором искрения щеток*, в виде

$$\phi_{\text{ш}} = \left(\frac{40}{D_k} \right)^{1,5} \frac{i_a^2 L_{\text{с}} u_k}{2l_k L_{\text{ш}}},$$

где i_a — ток, разрываемый щеткой в конце коммутации;
 D_k — диаметр коллектора;
 $L_{\text{с}}$ — индуктивность секции;
 $l_{\text{ш}}$ — длина щеток на коллекторе.

Недостаток этого критерия состоит в трудности расчета тока i_k . Можно исключить этот недостаток и дать критерий коммутационной напряженности, приняв во внимание следующее. Введем понятие *коммутируемая мощность, приходящаяся на один щеткодержатель*, как результат изменения магнитной энергии секций за период коммутации. Эту мощность следует принять $P_k = \gamma e_r i_a$ и по ней оценивать коммутационную напряженность машины. Часть P_k будет выделяться в виде энергии искрения под щетками, причем степень искрения щеток будет зависеть от размера их поверхности. Кроме того, опытами доказано, что на искрение щеток оказывает влияние состояние поверхности кол-

лектора, усиливающееся с ростом частоты вращения или окружной скорости коллектора v_k .

Учтя вышесказанное, получим выражение для критерия коммутационной напряженности в виде

$$K_e = \gamma e_r i_a v_k / S_{\text{ш}}. \quad (1.54)$$

Как как $S_{\text{ш}} = L_{\text{ш}} \gamma l_{\text{ш}}$, то можно получить критерий в другом виде:

$$K_e = e_r i_a v_k / (2l_k L_{\text{ш}}). \quad (1.55)$$

Это выражение для критерия коммутации очень похоже на фактор искрения А. Б. Иоффе. Поскольку э.д.с. e_r пропорциональна $I_{\text{с}}$ и l_a , то имеет место квадратичная зависимость критерия K_e от тока. Однако ток в этом случае четко определен как ток параллельной цепи якорной обмотки.

Из выражения (1.55) вытекает важное следствие о том, что для уменьшения искрения щеток желательно увеличивать длину $L_{\text{ш}}$. Это связано с тем, что некомпенсированная часть мощности обычно выделяется не под всей поверхностью щетки, а на сбегавшем ее крае. Эксперименты подтверждают это положение.

Из опыта построенных и испытанных тяговых двигателей они могут иметь в наиболее тяжелом режиме еще удовлетворительную коммутацию при значении $K_e < 2500$. Этот режим соответствует конструктивной скорости и наибольшему ослаблению возбуждения при номинальном напряжении на двигателе. В расчетном режиме желательно иметь $K_e \leq 1500$.

Из приведенного выше следует, что привлечение энергетических представлений полезно для понимания и оценок процесса коммутации. Они позволили подтвердить правильность основного положения классической теории коммутации: необходимость обеспечения равенства реактивной и коммутирующей э.д.с.

Условие $e_r = e_k$ установлено и из рассмотрения магнитной энергии взаимосвязанных коммутируемых секций с учетом их связи с контуром добавочных полюсов [10]. Вначале условие получено в виде $\sum_1^{\gamma} M(\alpha) = \frac{0,5 ab_{\text{ш}}}{r_a k} \frac{dM_{\text{де}}}{d\alpha}$, а затем преобразовано как $\frac{2i_a}{T_k} \sum_1^{\gamma} M(\alpha) = I_a \frac{dM_{\text{де}}}{dt}$, что равноценно $e_r = e_k$, так как обе части равенства есть э. д. с., вызванная потоком рассеяния для секции (e_r) и наведенная полем добавочных полюсов или вызванная изменением коэффициента взаимной индукции добавочных полюсов относительно рассматриваемой секции (e_k).

В приведенных выражениях: $\sum_1^{\gamma} M(\alpha)$ — сумма коэффициентов взаимной индукции коммутируемых секций; a — число пар параллельных цепей якорной обмотки; $b_{\text{ш}}$ — ширина щетки; r_a — радиус якоря; $k = (F_d - F_a)/F_d$ (здесь F_a и F_d — м.д.с. якорной обмотки и добавочных полюсов); $M_{\text{де}}$ — коэффициент взаимной индукции между коммутирующей секцией и добавочными полюсами; α — угол поворота якоря; T_k — период коммутации; i_a — ток проводника; $0,5ab_{\text{ш}}/(r_a k)$ — масштабный коэффициент.

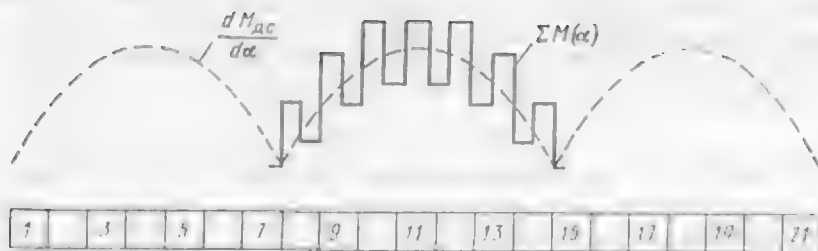


Рис. 1.13. Кривые $dM_{dc}/d\alpha$ и $\Sigma M(\alpha)$

Первое условие отражает необходимость совпадения пространственных кривых: кривой распределения суммарного значения коэффициента взаимоиנדукции на поверхности якоря в зоне добавочных полюсов и пространственной кривой $dM_{dc}/d\alpha$ (рис. 1.13). Кривую $dM_{dc}/d\alpha$ можно заменить кривой распределения индукции под добавочными полюсами $B_k(\alpha)$, тогда получим

$$\sum_{k=1}^p M_k(\alpha) = T_k v_a \frac{B_k(\alpha)}{l_a}$$

Приведенные зависимости могут быть использованы для расчета коммутации, который в сущности сводится к расчету магнитных полей в зоне коммутации.

Энергетическая теория коммутации позволяет установить не только баланс э.д.с. коммутируемых секций, но и баланс мощностей и даже моментов, что дает возможность разъяснить некоторые стороны процесса коммутации.

§ 4.2. Побочные явления, связанные с процессом коммутации

В связи со значительным влиянием процесса коммутации на эксплуатационную надежность тяговых двигателей проектировщику нужно располагать сведениями по коммутации, выходящими за рамки формального расчета добавочных полюсов. Вновь спроектированные тяговые двигатели, как правило, нуждаются в стендовой наладке, а иногда требуют корректировки конструкции после некоторого эксплуатационного пробега. Поэтому будут полезны сведения, расширяющие представления о процессе коммутации.

Добавочные потери под щетками при нарушении коммутации. Принято учитывать электрические потери под щетками как

$$\Delta P_{ш\alpha} = \Delta U_{ш} I_a,$$

где $\Delta U_{ш}$ — падение напряжения в щеточном контакте, принимаемое равным 2 В.

Однако из энергетических представлений вытекает возможность появления существенных добавочных потерь в щеточном контакте при любом нарушении коммутации. Это подтверждено опытами. Наруше-

ние коммутации при подпитке-отпитке добавочных полюсов приводило к изменению баланса мощностей и моментов испытуемой машины. Наиболее убедительно этот опыт выглядел при работе тягового двигателя в генераторном режиме на холостом ходу. Здесь потери $\Delta P_{ш\alpha}$ были равны нулю. Однако подпитка добавочных полюсов приводила к увеличению момента сопротивления машины и мощности, потребляемой двигателем, вращающим испытуемую машину. Причем потери под щетками могли быть столь значительными при сильном искрении щеток, что коллектор быстро нагревался, а иногда при длительной работе в таком режиме наблюдались выплавления олова из коллектора. Это явление не может быть объяснено известными теоретическими представлениями о процессе коммутации.

Из энергетической теории вытекает уравнение баланса мощностей для рассматриваемого режима

$$0 = \omega I_a \sum_{k=1}^n i_{kn} \frac{dM_{dc}}{d\alpha} + \sum_{k=1}^n i_{kn}^2 r_{ш},$$

где n — число коммутируемых секций;
 i_{kn} — ток секции, замыкающийся через щетку;
 $r_{ш}$ — сопротивление щетки току i_{kn} .

Составляющая $I_a \sum_{k=1}^n i_{kn} \frac{dM_{dc}}{d\alpha}$ является моментом сопротивления машины, обусловленного взаимодействием тока с полем добавочных полюсов. Таким образом, добавочные потери мощности под щетками $\sum_{k=1}^n i_{kn}^2 r_{ш}$ при наличии нарушения коммутации (появление тока i_{kn}) компенсируются мощностью, поступающей из сети благодаря появлению указанного выше добавочного момента сопротивления. Из рассматриваемого эксперимента и установленных связей вытекает способ проверки коммутационной способности щеток по мощности, рассеиваемой ими при заданной степени искрения.

Коммутационная реакция якоря. Это явление проявляется при нарушении коммутации как фактор, изменяющий частоту вращения при заданном токе и напряжении тягового двигателя. Нарушение коммутации вызывает появление в коммутируемых витках поперечных токов $i_{пн}$, создающих м.д.с. $F_{пн}$, направленную по оси главных полюсов, что и приводит к изменению частоты вращения из-за изменения магнитного потока главных полюсов.

М.д.с. на пару полюсов $F_{пн} = i_{пн} \gamma$. Ток $i_{пн}$ можно определить из опытов подпитки и отпитки добавочных полюсов, проводя их при одинаковом токе в обмотке якоря. По изменению частоты вращения Δn находят изменение потока $\Delta \Phi$ и по магнитной характеристике — добавочную м. д.с., вызывающую это изменение. Она и будет равна м.д.с. $F_{пн}$. Зная $F_{пн}$, определяют ток $i_{пн}$.

Важно уметь оценивать м.д.с. $F_{пн}$ и ее влияние на изменение скоростной характеристики.

Перераспределение токов между щеткодержателями. Обычно предполагают, что токи по щеткодержателям при числе полюсов, равном

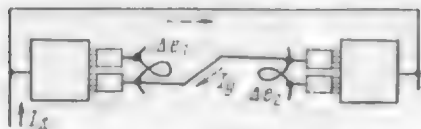


Рис. 1.14. Контур для уравнительного тока I_y

Опыты показали [10], что при питании тяговых двигателей постоянным током в установившемся режиме токи, подходящие к щеткодержателям, могут иметь переменные составляющие как низкочастотные, так и высокочастотные, а также что они значительно отличаются и по постоянным составляющим. Например, при $2p=4$ и токе в обмотке якоря 300 А к одному щеткодержателю может подходить ток 250 А, а к другому той же полярности — 50 А. Это явление можно объяснить, если рассмотреть контур для дополнительных токов (рис. 1.14). Если э.д.с. $\Delta\epsilon_1 \neq \Delta\epsilon_2$ (каждая из них является результирующей от реактивной и коммутирующей э. д. с. в рассматриваемых секциях), то в контуре может появиться уравнительный ток I_y . Поскольку индуктивность этого контура невелика, в нем могут протекать и высокочастотные составляющие тока, связанные с быстрыми изменениями э. д. с. $\Delta\epsilon_1$ и $\Delta\epsilon_2$. Осциллографирование токов, протекающих по отдельным щеткодержателям, позволяет выявить некоторые причины магнитной несимметрии, в частности неидентичность протекания коммутационных циклов.

В токе параллельных цепей якоря нет отмеченной разницы в токах и тем более нет высокочастотных составляющих токов из-за значительной индуктивности параллельных цепей обмотки. Отсюда, как следствие, вытекает возможность значительной перегрузки уравнительных соединений при нарушении коммутации добавочными уравнительными токами. Встречающиеся выплавления выводов уравнителей из петушков коллектора могут быть объяснены именно этой причиной.

§ 4.3. Круговые огни на коллекторе

Главной причиной возникновения круговых огней первоначально считали нарушение коммутации. Однако было установлено, что и у машин с хорошей коммутацией довольно часты случаи возникновения круговых огней. Были проведены детальные исследования по изучению условий возникновения круговых огней из-за ухудшения потенциальных условий на коллекторе, т. е. из-за повышенных средних и особенно максимальных значений межламельных напряжений [10].

Опытами установлено, что если у тягового двигателя максимальное межламельное напряжение составляет 45—50 В, то с большой вероятностью возможно возникновение единичной вспышки от проводящих мостиков между смежными ламелями. Вспышка затем переходит в круговой огонь. Если же указанное напряжение меньше 33—34 В, то вызвать единичную вспышку практически невозможно даже проводящими мостиками с малым сопротивлением. Так было установлено предельное допустимое межламельное напряжение для тяговых двигате-

лей. Напряжение 33—34 В является пороговым значением. Это напряжение зажигания дуги на медных пластинах при промежутках между ними 0,8—1,2 мм. Напряжение, требующееся для поддержания дуги после ее зажигания, составляет 25—26 В при тех же промежутках 0,8—1,2 мм [10].

Серией экспериментов были установлены условия перехода единичной вспышки в круговой огонь на коллекторе (рис. 1.15, а, б). Из рис. 1.15, а следует, что при обычно используемых значениях коллекторного деления $t_k = 4 \div 5$ мм требуется сравнительно небольшая амплитуда тока дуги между соседними коллекторными пластинами I_m для образования круговых огней, если уже возникла единичная вспышка.

Определить амплитуду тока I_m можно, решая уравнение

$$U_k(t) = L_c \frac{di}{dt} + ir_c + U_{дг},$$

где L_c, r_c — индуктивность и сопротивление секции якорной обмотки; $U_{дг} = 25 \div 26$ В — напряжение на дуге.

Для упрощенных расчетов допустимо считать, что

$$I_m = (\epsilon_{max} - U_{дг}) / (2\pi / L_c),$$

где ϵ_{max} — максимальное межламельное напряжение; $f = pr/60$ — частота перематывания.

Расчеты показывают, что для тяговых двигателей мощностью более 100 кВт единичные вспышки имеют токи I_m , достаточные для развития кругового огня. У высоковольтных вспомогательных машин постоянного тока мощностью 20—50 кВт склонность к круговым огням понижена даже при напряжении $\epsilon_{max} = 50 \div 70$ В из-за увеличения L_c и r_c при многовитковых секциях.

Признавая главной причиной возникновения круговых огней увеличенные межламельные напряжения, нельзя преуменьшать значение нарушения коммутации как фактора, приводящего к круговым огням. Однако нарушения коммутации должны быть очень существенными, обычно они сопровождают аварийные переходные процессы в цепи тяговых двигателей [10].

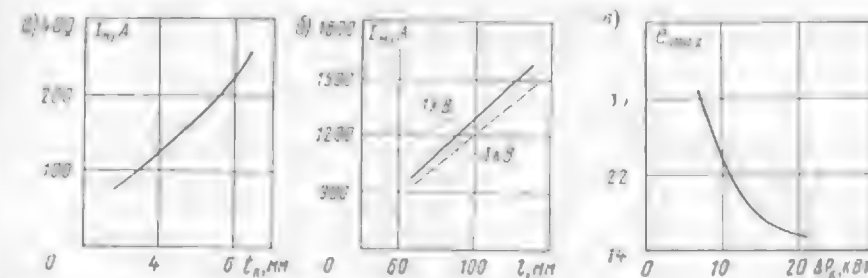


Рис. 1.15. Зависимости, отражающие условия:

а — возникновения кругового огня от единичной вспышки; б — переброса единичной вспышки на корпус тягового двигателя; в — возникновения кругового огня при нарушении коммутации

Для установления условий образования круговых огней на коллекторе из-за нарушения коммутации полезно использовать ранее введенное понятие коммутируемой мощности (см. § 4.1), точнее ее некомпенсированной части, в виде

$$\Delta P_k = \Delta e_r i_a \gamma,$$

где Δe_r — некомпенсированная э. д. с. секции.

Вычислить э. д. с. Δe_r для нормальных условий работы трудно. Однако при переходном процессе, обычно протекающем быстро, эта задача облегчается. Можно принять, что э. д. с. e_k при этом мало изменяется из-за демпфирования коммутирующего магнитного потока в массивных участках магнитопровода. Тогда, полагая реактивную э. д. с. $e_r \equiv n i_a$, можно найти э. д. с. Δe_r , зная расчетное значение реактивной э. д. с.

Расчеты показывают, что при переходных процессах, когда ток может составлять $(8 \div 10) i_a$, мощность ΔP_k может быть равной 20—30 кВт.

Установлена связь между мощностью ΔP_k и межламельным напряжением на коллекторе в виде граничной кривой, представленной на рис. 1.15, а. Круговые огни не возникают, если значения ΔP_k и $e_{\max}$ дают точку пересечения, лежащую слева от кривой. Зависимость $e_{\max}(\Delta P_k)$ можно выразить аналитически как $0,09 \Delta P_k - \Delta P_k / e_{\max} \leq 0,5$.

Из сказанного, особенно для случая возникновения круговых огней от проводящих мостиков на коллекторе, становится ясной важная роль межламельных напряжений и формы кривой распределения этих напряжений на коллекторе. Как будет показано ниже, при проектировании высоковольтных машин желательно получить по возможности меньшим так называемый коэффициент искажения поля, т. е. отношение $K_{\text{иф}} = e_{\max} / e_{\text{ср}}$ (где $e_{\text{ср}}$ — среднее межламельное напряжение). Поскольку напряжения $e_{\max}$ и $e_{\text{ср}}$ пропорциональны индукциям $B_{\max}$ и $B_{\text{ср}}$, для кривой распределения индукции под главными полюсами получим $K_{\text{иф}} = B_{\max} / B_{\text{ср}}$.

Задача по улучшению потенциальных условий на коллекторе сводится к уменьшению коэффициента искажения поля. Последний определяется не только параметрами машины, от которых зависит напряжение $e_{\text{ср}}$, но и параметрами режима, в частности отношением м. д. с. обмотки возбуждения F_b и обмотки якоря F_a .

Кривые распределения индукции (рис. 1.16) построены для м. д. с. $F_a = 0$ (холостой ход, кривая 1) и наличии тока в якоре (кривые 2 и 3). При $F_a = 0$ коэффициент искажения $K_{\text{иф}} = B_{\max} / B_{\text{ср}} = 1 / \alpha_\delta$, так как $B_{\text{ср}} = B_{\max} \alpha_\delta$. При значительном ослаблении возбуждения и повышенных токах якоря значение $K_{\text{иф}}$ может достигать 3—3,5.

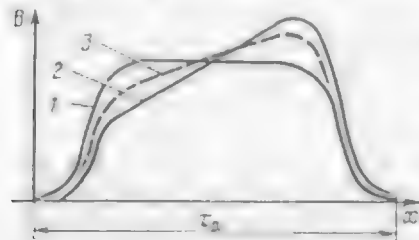


Рис. 1.16. Кривые распределения индукции под главным полюсом

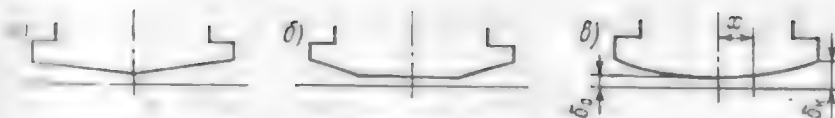


Рис. 1.17. Неравномерные зазоры под главными полюсами: а — равномерно расходящийся; б — частично расходящийся; в — эксцентричный

Самым действенным средством уменьшения коэффициента $K_{\text{иф}}$ является использование компенсационной обмотки, которая позволяет иметь $K_{\text{иф}} = 1 / \alpha_\delta$ для всех режимов работы. Применение компенсационной обмотки считается необходимым для всех тяговых двигателей электровозов; для тяговых двигателей электропоездов можно обойтись без компенсационной обмотки. Понизить значение $K_{\text{иф}}$ можно путем увеличения воздушного зазора, при этом, однако, для создания требуемого потока возрастет м. д. с. обмотки главных полюсов. Экономичнее выполнить неравномерный зазор расходящимся от центра главного полюса, поскольку действие м. д. с. якорной обмотки проявляется сильнее на краях полюсов.

Используется несколько вариантов расходящихся зазоров (рис. 1.17). При правильном подборе формы зазора все три варианта дают практически равнозначный эффект по уменьшению коэффициента $K_{\text{иф}}$ при примерно одинаковых эквивалентных зазорах. Из технологических соображений (удобство изготовления штампа) чаще используют эксцентричный зазор, при котором радиус расточки полюсов выбирают больше радиуса якоря. При расчете магнитной цепи неравномерный зазор под главными полюсами заменяют эквивалентным равномерным зазором δ_0 , который вычисляют с помощью коэффициента K_δ как

$$\delta_0 = K_\delta \delta_0, \quad (1.55')$$

где δ_0 — воздушный зазор под серединой главного полюса.

Коэффициент K_δ определяют [3] для разных видов неравномерных зазоров. Для эксцентричного зазора (рис. 1.18)

$$K_\delta = \frac{\sqrt{\delta_n \delta_0 - 1}}{\arctg \sqrt{\delta_n \delta_0 - 1}};$$

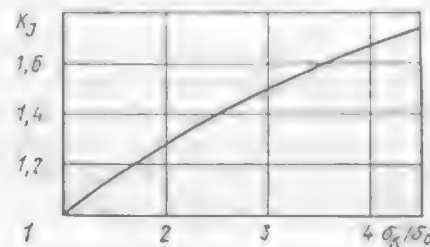


Рис. 1.18. Зависимость K_δ (δ_n / δ_0) для эксцентричного зазора

для частично расходящегося зазора

$$K_{\alpha} = \frac{1}{1 - \frac{0,13\rho}{\alpha} (\sqrt{\delta_K/\delta_0} - 1 - \arctg \sqrt{\delta_K/\delta_0} - 1)}$$

где δ_K — зазор под краем главного полюса.

Увеличение раскрытия зазора δ_K/δ_0 свыше трех нежелательно, поскольку это приводит к значительному росту коэффициента K_{α} и, как будет показано ниже, не способствует уменьшению коэффициента искажения формы поля. Разумное увеличение раскрытия зазора может быть установлено при расчете максимального межламельного напряжения.

§ 4.4. Расчетная оценка потенциальных условий на коллекторе

Выше было показано, насколько существенно влияют потенциальные условия на коллекторе на склонность тягового двигателя к круговым огням. О потенциальных условиях судят по максимальному межламельному напряжению. Иногда для этой цели привлекают напряжение, приходящееся на 1 см окружности коллектора [85], однако этот параметр не столь показателен для раскрытия физической природы круговых огней, как межламельное напряжение, поэтому он представляет меньший интерес.

Для расчета напряжения $e_{\max}$ нужно знать среднее межламельное напряжение $e_{\text{ср}} = 2\rho U/K$ и коэффициент $K_{\text{шф}}$ (здесь K — число коллекторных пластин).

Максимальное межламельное напряжение можно определить как

$$e_{\max} = 2\omega_c B_x I_a v_a,$$

где B_x — индукция в точке x на полюсном делении;
 $\omega_c = 1$.

Определяя $e_{\max}$ последним способом, нужно найти точку x , где индукция B_x максимальна. Решая задачу таким образом, необходимо построить картину магнитного поля для заданного режима конкретной машины. Такая задача рассмотрена в [3]. Индукция

$$B_x = \mu_0 H_x = \mu_0 \frac{(F_{\delta} - F_z) - h_z H_{zx} + A_z}{K_{\delta x} \delta_x},$$

где F_{δ} и $K_{\delta x}$ — магнитное напряжение и коэффициент зубчатости воздушного зазора;

F_z и H_{zx} — магнитное напряжение и расчетная напряженность зубцового слоя;

h_z и δ_x — высота зуба и зазор в точке x .

Так как от индукции B_x зависит и напряженность H_{zx} в зубцах в точке x , воспользоваться приведенным выражением для определения B_x нельзя. Задача резко упрощается для режимов ослабленного возбуждения, когда можно пренебречь падением магнитного напряжения в зубцах и в других стальных элементах магнитопровода. В этом случае

$$B_x = \mu_0 (F_{\delta} \pm Ax) / (K_{\delta x} \delta_x). \quad (1.56)$$

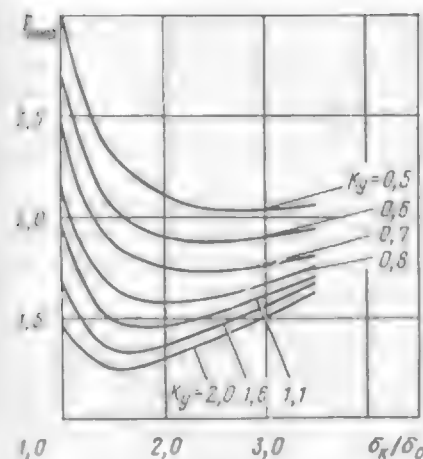


Рис. 1.19. Зависимость коэффициента $\xi_{\max}$ от соотношения δ_K/δ_0 для разных значений K_y

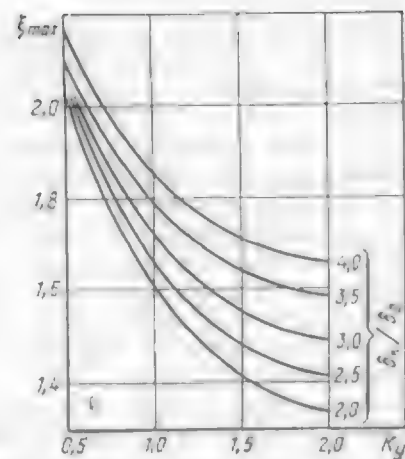


Рис. 1.20. К расчету напряжения $e_{\max}$

По приведенному выражению нельзя сразу определить $B_{\max}$ и $e_{\max}$, но можно построить кривую распределения индукции под главным полюсом, а по ней найти $K_{\text{шф}} = B_{\max}/B_{\text{ср}}$ и далее напряжение $e_{\max}$ для заданного режима работы при любой форме воздушного зазора.

Построением картины магнитного поля в зазоре вычисляют коэффициенты искажения поля в общем случае без каких-либо ограничений по нагрузке машины. На рис. 1.19 и 1.20 приведены результаты таких вычислений для эксцентричного зазора, где значение $\xi_{\max} = \alpha_{\delta} K_{\text{шф}}$ дано в зависимости от раскрытия эксцентричного зазора δ_K/δ_0 и коэффициента устойчивости $K_y = F_B/(\alpha_{\delta} F_a)$.

Из рис. 1.19 следует, что увеличение раскрытия зазора δ_K/δ_0 более 2—2,5 для коэффициентов $K_{y,\max} = 0,7 \div 1,0$, при которых можно ожидать ухудшения потенциальных условий, уже не снижает коэффициента искажения и поэтому нецелесообразно. Кривые $\xi_{\max}(K_y)$ (см. рис. 1.20) весьма удобны для использования.

Для эксцентричного воздушного зазора коэффициент

$$\xi_{\max} = \frac{1}{K_y \ln(1 + 1/K_y)}.$$

Для частично-расходящегося зазора приближенно

$$\xi_{\max} = 1 + 0,45 F_a / F_B.$$

Из этой формулы следует, что ослабление возбуждения при одном и том же токе якоря ($F_a = \text{const}$) может приводить к существенному увеличению коэффициента искажения поля.

Для тяговых двигателей с компенсационной обмоткой при коэффициенте компенсации $\chi_{\text{ко}} = F_{\text{ко}}/(\alpha_{\delta} F_a)$, близком к единице, можно принять $e_{\max} \approx e_{\text{ср}}/\alpha_{\delta}$.

Для более точных расчетов, особенно если м.д.с. компенсационной обмотки $F_{ко}$ существенно отличается от м.д.с. якорной обмотки, а точнее от значения $\alpha_0 F_a$, следует воспользоваться уточненной формулой (V.81).

Рассчитав максимальное межламельное напряжение e_{max} , следует сравнить его с допустимым значением.

Из сказанного следует, что напряжение e_{max} определяется напряжением $e_{ср}$ и коэффициентом искажения поля $K_{нф}$, который в свою очередь определяется конфигурацией воздушного зазора под главными полюсами и соотношением м.д.с. F_n и F_a .

Пока не был достаточно ясен вопрос об основной причине возникновения круговых огней, наибольшее внимание уделялось нормированию коэффициента устойчивости K_y . Сейчас основной нормируемой величиной, характеризующей склонность тяговых двигателей к круговым огням, считают значение напряжения e_{max} . Из § 4.3 следует, что желательно иметь его меньшим напряжения зажигания дуги между смежными коллекторными пластинами, т. е. $e_{max} = 33 \div 34$ В. К сожалению, нет исследования по количественной оценке возрастания вероятности возникновения круговых огней с ростом напряжения e_{max} . Известно лишь, что при напряжении $e_{max} = 60 \div 70$ В круговой огонь обязательно возникает у крупных машин после непродолжительной работы. Приняв это к сведению, для тяговых двигателей, работающих в тяжелых условиях, допустимыми значениями следует считать:

Толщина коллекторного микролита, мм	1	1,2
e_{max} , В	33–34	35–36

Для вспомогательных машин допустимо $e_{max} = 50 \div 60$ В. Разумеется, указанные значения должны быть отнесены к режимам, предусмотренным расчетными характеристиками тяговых двигателей, причем наиболее тяжелым, т. е. установившимся режимам наибольшего ослабления возбуждения и номинального напряжения на двигателе.

Определение коэффициента искажения поля. Даже при строгом расчете магнитного поля из-за сложной конфигурации элементов магнитопровода в воздушном зазоре могут быть допущены неточности. Введенный коэффициент искажения в представленном виде не требует знания истинных значений межламельных напряжений или индукции в зазоре. Достаточно лишь знать формы кривых распределения этих величин.

Используя датчики Холла, наклеиваемые на зубец якоря, можно на неподвижных тяговых двигателях, включенных по схеме взаимной нагрузки, найти кривую распределения индукции в зазоре, если измерять индукцию при повороте якоря на две-три коллекторных пластины (рис. 1.21). Отношение максимальной ординаты кривой к средней и позволит определить коэффициент $K_{нф}$. При наличии компенсационной обмотки в кривой распределения индукции, измеренной таким образом, обнаружатся значительные зубцовые пульсации. В этом случае для оценки коэффициента искажения нужно исходить из усредненной по амплитудам пульсаций кривой. Желая получить представление об истинных значениях пульсаций межламельного напряжения, следует замерить его значение другими способами, например располагая изме-

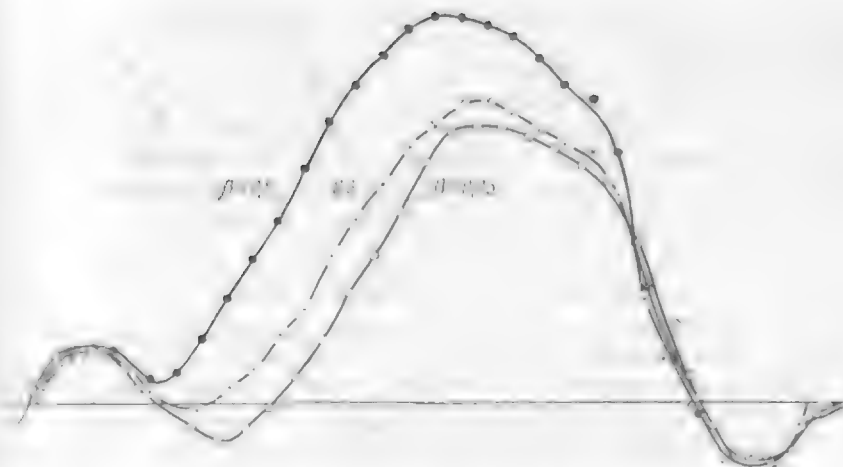


Рис. 1.21. Опытные кривые распределения индукции под главными полюсами тягового двигателя ДК-117 при разных значениях β

рительный виток на полюсном делении якоря, или, выполнив выводы от соседних коллекторных пластин. При повороте заторможенного якоря нагруженного током машины получим кривую изменения коэффициента взаимной индукции между витком якоря и главными полюсами. Продифференцировав эту кривую, получим форму кривой распределения межламельного напряжения.

§ 4.5. Оценка механической стабильности коллектора

Совершенство тяговых двигателей в какой-то мере было связано с повышением частоты вращения, поскольку при этом сокращаются расходы материалов, но зато острее становятся вопросы механической прочности якоря и особенно коллектора. У наиболее быстроходного двигателя НБ-414 стали часто проявляться так называемые «распухания» коллекторов, при которых выступание одной или нескольких коллекторных пластин приводило к быстрому (в течение нескольких минут) износу щеток. Машина становилась неработоспособной.

Теория и методы расчета электрических машин постоянного тока не дали этому явлению достаточно четкого объяснения. Считалось, что коллектор будет сохранять механическую стабильность и пластины не будут иметь радиальных перемещений, если центробежная сила при наибольшей частоте вращения не превысит радиальной силы от притягивающей силы запрессовки коллектора конусами. Эта трактовка вопроса неверна.

Рассмотрим механизм и условия радиального перемещения коллекторных пластин более детально. Силы, действующие на коллекторную пластину при неподвижном якоре, поясняются рис. 1.22, а. Силы нажатия конусов на пластины вызывают радиальные составляющие сил

0,5 P_y , которые в свою очередь создают силы арочного распора P_z и уравновешивающую силу P_y .

При вращении якоря (рис. 1. 22, б) добавляется центробежная сила C , приводящая к радиальному смещению коллекторных пластин Δr , уменьшению сил арочного распора до нового значения P'_z и соответственно радиальных сил до P'_y . Давление на межламелльный миканит при этом уменьшается, а на миканитовые манжеты увеличивается.

Радиальное перемещение коллекторных пластин

$$\Delta r = \frac{0,5C}{\kappa_M (F_M/l_M) \cos^2 \alpha + \kappa_N (F_N/l_N) \sin^2 \alpha}, \quad (1.57)$$

где κ_M и κ_N — удельная жесткость соответственно материала манжеты и коллекторного миканита;

F_M и l_M — поверхность «ласточкина хвоста», на которую передается давление конуса, и толщина манжеты;

F_N — боковая поверхность пластины;

l_N — толщина миканитовой пластины;

α — угол скоса «ласточкина хвоста».

Из выражения (1.57) следует, что радиальное перемещение возникает при любой частоте вращения, и оно пропорционально центробежной силе и обратно пропорционально сумме жесткостей межламелльного миканита и миканита манжет, приведенных к радиальному направлению. Существенно для расчета коллектора значение давления на манжету N' при возникновении центробежной силы C :

$$N' = N + 0,5C \frac{\kappa_M (F_M/l_M) \cos^2 \alpha}{\kappa_M (F_M/l_M) \cos^2 \alpha + \kappa_N (F_N/l_N) \sin^2 \beta},$$

где β — угол конусности коллекторной пластины.

Для реальных тяговых двигателей соотношение жесткостей таково, что коэффициент при силе C близок к единице.

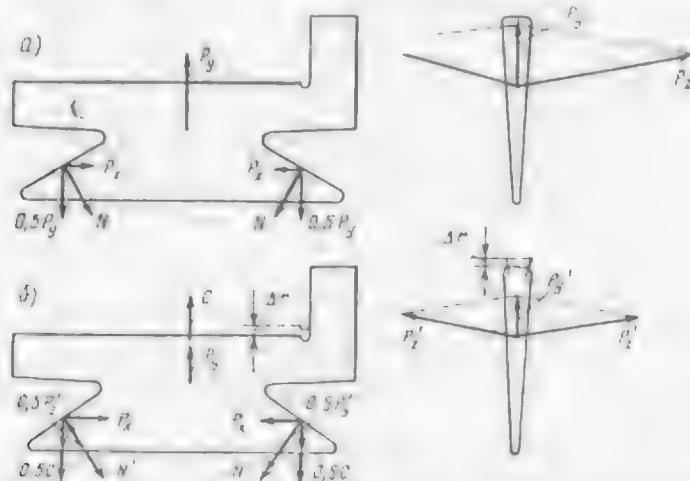


Рис. 1.22. Силы, действующие на коллекторную пластину при неподвижном (а) и вращающемся (б) коллекторе

Выше показано, что радиальное перемещение коллекторных пластин при вращении коллектора есть его нормальное свойство, обеспечивающее равновесие радиальных сил. Однако пока установлено, что все пластины будут иметь одинаковые радиальные перемещения, что не должно отразиться на работе щеточного аппарата.

Рассмотрим дополнительные условия, приводящие к неодинаковому радиальному перемещению пластин.

1. Склонность коллекторных пластин к относительному перемещению характеризует отношение центробежной силы C одной пластины к силе трения ее от арочного распора $C/(\psi q_N F_N)$ (здесь ψ — коэффициент трения; q_N — давление от арочного распора). Отсюда следует, что чем у коллектора больше число пластин при одинаковых их размерах и частоте вращения, тем меньше его склонность к «распушению», поскольку отношение $C/(\psi q_N F_N)$ будет меньше и влияние различия в силах трения будет ощущаться слабее. Нетрудно установить, что это соотношение равноценно соотношению $v_{\text{кн}}^2/K$ (где $v_{\text{кн}}$ — окружная скорость коллектора при испытании тягового двигателя).

2. Значительный нагрев коллектора, даже равномерный, вызовет тепловые деформации коллектора в радиальном направлении, в том числе и неравномерные из-за несколько различных условий закрепления пластин и разных сил трения. Опыты по нагреванию коллектора в паяльной ванне подтвердили наличие неравномерного перемещения пластин. Эту причину склонности коллекторов к «распушению» можно оценивать по отношению потерь на коллекторе $\Delta P_{\text{ш}}$ к поверхности коллектора S_K .

3. Коллекторный миканит со временем теряет упругие свойства, происходит его усадка, приводящая к уменьшению сил трения для коллекторных пластин. В конструкции коллектора должно быть предусмотрено упругое устройство, «выбирающее» усадку миканита, по возможности сохраняя силы арочного распора. Таким устройством служат болты, стягивающие конусы или кольца с упругими элементами. Жесткость стяжных болтов обычно больше жесткости коллекторного кольца, приведенной к аксиальному направлению (оси болтов).

Жесткость коллекторного кольца $\kappa_K = F_K/(l_K K)$. Жесткость стяжных болтов

$$\kappa_B = E_B \Sigma F_B / (K l_B \cdot 2 \lg \alpha \sin \beta),$$

где E_B — модуль упругости материала болтов;
 ΣF_B — площадь сечения всех болтов;
 l_B — длина болта.

Чем меньше отношение жесткости болтов к жесткости коллекторного кольца, тем больше у коллектора способность длительно сохранять силы арочного распора и трения, а следовательно, он менее склонен к «распушению» в процессе эксплуатации. Введя некоторые упрощения, можно характеризовать это свойство показателем

$$A = E_B \Sigma F_B l_K K / (6 l_B F_N \kappa_N). \quad (1.58)$$

Из выражения (1.58) следует, что менее склонны к «распушению» по названной выше причине коллекторы, имеющие малую площадь сечения болтов и большую их длину. По-видимому, это обстоятельство

учтено на тяговом двигателе ТАО-649 (французский электровоз Ф), где болты имеют малую площадь сечения и почти в 2 раза длиннее болтов тягового двигателя НБ-414, обнаружившего большую склонность к «распушению» коллектора.

Подводя итог сказанному, можно дать обобщенный критерий склонности тяговых двигателей к «распушению» коллектора от механических причин в виде $B = \sqrt{A} \cdot v_{\text{км}}^2 / K$. Коэффициент A стоит под знаком квадратного корня, это подчеркивает, что влияние соотношения жесткостей стяжных болтов и коллекторного кольца в обобщенном показателе слабее, чем в первой степени.

Расчеты всех показателей и особенно обобщенного для тяговых двигателей, склонных и несклонных к «распушению» коллекторов, подтвердили правомерность их применения. Использование одного из них бывает часто недостаточно. Например, удельные потери на коллекторе тяговых двигателей НБ-414 и НБ-418К практически одинаковы, тогда как у второго двигателя нет «распушенных» коллекторов.

Обобщение опыта работы коллекторов эксплуатируемых тяговых двигателей позволяет считать, что «распушения» коллекторов будут маловероятны, если обобщенный критерий механической устойчивости их будет менее 90 и потери от трения щеток по коллектору будут меньше 3,5 Вт на 1 см² поверхности коллектора.

Глава 5. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПИ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 5.1. Виды переходных процессов

Электрические переходные процессы могут быть как эксплуатационными, так и аварийными. К эксплуатационным переходным процессам относят: трогание с места и разгон электровоза, переход с одного соединения двигателей на другое, изменение степени ослабления возбуждения, броски напряжения в контактной сети, потерю питания с последующим восстановлением. Наиболее тяжелыми аварийными переходными процессами являются режимы короткого замыкания (к.з.) двигателя, в частности режимы кругового огня на коллекторе.

Различают также *электромеханические* переходные процессы, связанные с изменением нагрузки на валу тягового двигателя. Они могут протекать при постоянном напряжении (например, увеличение тяговой силы электровоза при выходе с ровного участка пути на подъем). В этом случае возрастает ток, потребляемый двигателем. Однако изменение тока при электрических переходных процессах происходит намного быстрее, а амплитуда бросков тока достигает большей кратности, чем при электромеханических переходных процессах. Поэтому здесь рассмотрим лишь электрические переходные процессы и их воздействие на тяговый двигатель (ТД).

Большие амплитуды бросков тока в обмотке якоря могут вызывать у коллекторных ТД резкое ухудшение коммутации, что приводит к под-

горанию коллектора и даже к круговым огням. Кроме того, электродинамические силы, возникающие при этом, могут привести к деформациям обмоток. Наиболее подвержены действию электродинамических сил катушки добавочных полюсов коллекторных ТД, поэтому приходится принимать меры по надежному закреплению их или снижению амплитуды бросков тока.

Схема питания асинхронного тягового двигателя (АТД) обеспечивает почти полное отсутствие больших бросков тока при переходных процессах благодаря плавному регулированию напряжения. Наличие емкостного фильтра в звене постоянного тока приводит к тому, что при кратковременной потере питания напряжение на двигателе изменяется незначительно. Следовательно, эксплуатационные переходные процессы в АТД не могут привести к каким-либо нарушениям его работоспособности.

Наиболее тяжелым является аварийный режим короткого замыкания, при котором ток может существенно превышать свое номинальное значение.

Напряжение, получаемое обмоткой статора АТД от преобразователя частоты и числа фаз, имеет форму импульсов с количеством 3 и более в одном полупериоде основной частоты. Импульсы имеют крутизну фронтов, достигающую 10⁶ В/с, т. е. являются практически прямоугольными. Это вызывает неравномерное распределение напряжения по последовательно соединенным виткам фазы, что нужно учитывать при выборе толщины витковой изоляции.

§ 5.2. Расчет переходных процессов

Течение переходных процессов в цепи тяговых двигателей определяется видом и параметрами схемы их подключения. Рассмотрим наиболее часто применяемую на электровозах переменного тока схему с групповым сглаживающим реактором и одним выпрямителем на два двигателя (рис. 1.23). Амплитуды бросков тока при этой схеме больше, чем при использовании индивидуальных сглаживающих реакторов, включаемых последовательно с цепью якоря каждого двигателя. Однако более низкие массогабаритные показатели реакторов привели к ее широкому распространению.

Сглаживающий реактор CP устанавливают для уменьшения пульсации выпрямленного тока, кроме того, он ограничивает амплитуду тока короткого замыкания, протекающего в цепи выпрямителя.

Индуктивный шунт $ИШ$ в шунтирующей цепи главных полюсов необходим для того, чтобы при переходных процессах ток i_a равномерно распределялся между обмоткой возбуждения ($i_{\text{в}}$) и шунтирующей цепью ($i_{\text{ш1}}, i_{\text{ш2}}$).

Сложность расчета переходных процессов связана с нелинейностью магнитных цепей тяговых двигателей, сглаживающего реактора и индуктивного шунта. Кроме того, в массивных элементах магнитопровода тягового двигателя возникают вихревые токи, препятствующие изменению его потока. Обычно такие расчеты осуществляют на ЭВМ. В [3] описано применение аналоговых машин (АВМ) для расчета раз-

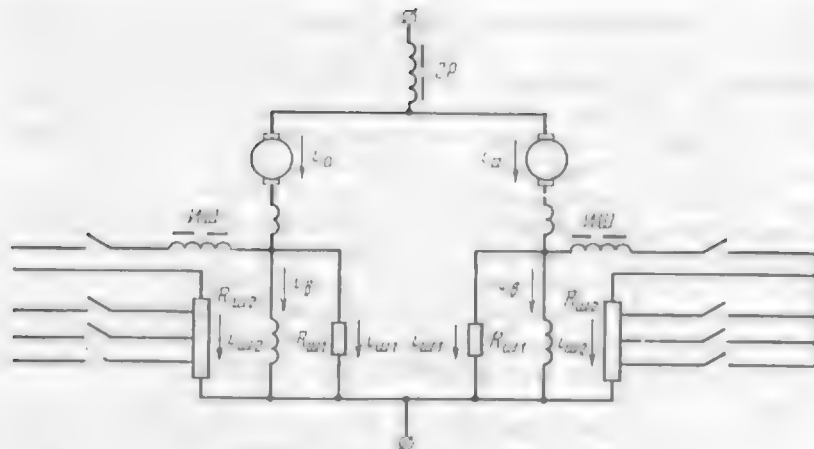


Рис. 1.23. Схема цепи тягового двигателя

личных переходных процессов в тяговых двигателях и силовой цепи электроваза. Однако сложность предложенных структурных схем, высокая трудоемкость их реализации, а также большая погрешность АВМ препятствуют широкому использованию ЭВМ этого типа как для инженерной практики, так и в процессе обучения студентов.

Применение современных цифровых вычислительных машин (ЦВМ) существенно облегчает расчеты. Приведенная ниже программа позволяет рассчитать переходные процессы, возникающие в следующих режимах: потеря питания ТД с последующим его восстановлением, включение ТД на полное напряжение, переброс дуги по коллектору. Для упрощения использования программы в учебном процессе приняты допущения, несколько снижающие точность расчета, но основные закономерности переходных процессов в результатах расчета полностью отражаются. При необходимости повышения точности программу можно легко изменить.

Схема, показанная на рис. 1.23, при допущении симметричности цепей параллельно соединенных двигателей описывается следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + r_{ш1} i_{ш1} + 0,5 \frac{d\Phi_p}{dt} + C\Phi &= U; \\ \frac{d\psi_{ш1}}{dt} + r_{ш2} i_{ш2} - r_{ш1} i_{ш1} &= 0; \\ \frac{d\psi_{ш2}}{dt} + r_{ш1} i_{ш1} - r_{ш2} i_{ш2} &= 0; \\ i_a &= i_{ш1} + i_{ш2}. \end{aligned} \right\} \quad (1.59)$$

В выражениях (1.59):

L — индуктивность обмоток якоря, добавочных полюсов, компенсационной, Гн;

R_a — эквивалентное сопротивление якорной цепи, Ом: $R_a = r_a + r_{ш1} + r_{ш2} + 0,5r_p + r_{тр}$ (здесь $r_{тр} = 0,07 \div 0,12$ Ом — эквивалентное сопротивление трансформатора, учитывающее падение напряжения в трансформаторе под нагрузкой, определяется по его внешней характеристике; r_a — активное сопротивление якоря, Ом);

$r_{ш1}, r_{ш2}, r_{ш}$ — активные сопротивления соответственно шунтирующих цепей и обмотки возбуждения, Ом;

$\Psi_p, \Psi_{ш1}, \Psi_{ш2}$ — потокоцепления соответственно сглаживающего реактора, индуктивного шунта и обмотки возбуждения, Вб;

$C = Npn/(60a)$ (здесь N — число проводников обмотки якоря);

Φ — магнитный поток двигателя, Вб;

U — напряжение, приложенное к ТД, В.

В связи с быстротечностью процесса, считаем, что $n = \text{const}$.

Обозначив $L_p = \frac{d\psi_p}{di_p}$; $L_{ш1} = \frac{d\psi_{ш1}}{di_{ш1}}$; $L_p = \frac{0,5d\psi_p}{di_a}$, получаем:

$$\left. \begin{aligned} (L_a + L_p) \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + r_{ш1} i_{ш1} + C\Phi &= U; \\ L_{ш1} \frac{di_{ш1}}{dt} + r_{ш2} i_{ш2} - r_{ш1} i_{ш1} &= 0; \\ L_{ш2} \frac{di_{ш2}}{dt} + r_{ш1} i_{ш1} - r_{ш2} i_{ш2} &= 0; \\ i_a &= i_{ш1} + i_{ш2}. \end{aligned} \right\} \quad (1.60)$$

Известно, что так называемые «динамические индуктивности» $L_{ш1}, L_{ш2}$ и L_p зависят от соответствующих токов, однако согласно [3] броски тока в основном определяются значением индуктивности в начальный момент переходного процесса. Таким образом, в выражениях (1.60) можно подставлять постоянные значения индуктивностей, определенные по начальным значениям токов в обмотках. Так как токи, протекающие через индуктивности, не могут изменяться мгновенно, то их начальные значения равны значениям, которые они имели непосредственно перед началом переходного процесса. При желании учесть изменение индуктивностей во время переходного процесса в программу необходимо ввести дополнительные данные в табличной форме: $\Psi_{ш1}(i_{ш2})$ и $\Psi_p(i_a)$. Зависимость $\Psi_{ш1}(i_{ш2})$ в программе учитывается с помощью универсальной магнитной характеристики (см. главу 22). Численно дифференцируя эти зависимости на каждом шаге интегрирования системы уравнений, можно находить соответствующие значения индуктивностей.

Для учета влияния вихревых токов используем упрощенную зависимость из [2], позволяющую определить намагничивающую составляющую тока возбуждения,

$$i_p = i_{ш} + \gamma \Phi \frac{d\Phi}{dt}. \quad (1.61)$$

В выражении (1.61)

$$\gamma = \frac{0,5\sigma^2}{k_{cp}^2 \rho \omega_b} \left[\frac{h_m}{12(b_m + l_m)^2 B_m} + \frac{L_j}{16(h_j + l_j)^2 B_j} \right]. \quad (1.62)$$

При наличии изоляции на листах сердечника главного полюса первым слагаемым в квадратных скобках уравнения (1.62) можно пренебречь.

В уравнении (1.62): $\sigma = 1,15 \div 1,3$ — коэффициент рассеяния ГП; ω_b — число витков обмотки возбуждения на один полюс; h_m, l_m, b_m — высота, длина и ширина сердечника ГП, м; L_j — длина магнитной силовой линии в остовах на один полюс, м; h_j, l_j — толщина и расчетная длина остова, м; B_m, B_j — индукции в сердечнике ГП и в остовах, Тл; $k_{cp} \approx 0,85$ — среднее значение коэффициента, учитывающего глубину проникновения потока в сталь.

Окончательно получаем

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + r_{m1} i_{m1} + C\Phi - U; \\ L_{m1} \frac{di_{m1}}{dt} + r_{m1} i_{m1} - r_{m2} i_{m2} = 0; \\ L_{m2} \frac{di_{m2}}{dt} + r_{m2} i_{m2} - r_{m1} i_{m1} = 0; \\ i_a = i_n + i_{m1} + i_{m2}; \\ i_n = i_n - \gamma \Phi \frac{d\Phi}{dt}; \\ \Phi = \Phi(i_n). \end{aligned} \right\} \quad (1.63)$$

где $L = L_a + L_p$;

$\Phi = f(i_n)$ — кривая намагничивания двигателя.

Система уравнений (1.63) полностью описывает рассматриваемые переходные процессы. Для ее решения разработана программа на алгоритмическом языке Фортран-IV, в которой интегрирование системы дифференциальных уравнений осуществляется методом Хемминга с использованием специальной подпрограммы, имеющейся в математическом обеспечении ЭВМ серии ЕС. Текст программы и ее описание приведены в приложении 7. С помощью этой программы рассчитаны переходные процессы для ТД (рис. 1.24). Пример расчета ТД дан в главе 29.

Рассмотрим переходные процессы в якорной цепи АТД. Короткое замыкание (к.з.) в звене постоянного тока при работе АТД в генераторном режиме эквивалентно режиму трехфазного к.з. При этом установившийся ток фазы приближенно во всех фазах одинаков:

$$I_{фк} = U_{1ф} / x_k, \quad (1.64)$$

где $U_{1ф}$ — фазное напряжение в момент начала к.з., В;

x_k — индуктивное сопротивление к.з., Ом (см. главу 35).

При других видах к.з. токи будут меньше, чем по выражению (1.64).

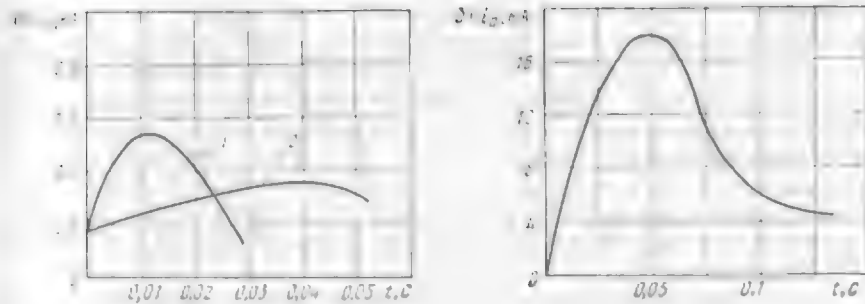


Рис. 1.24. Кривые изменения тока тягового двигателя при переходном процессе: а — при отсутствии (кривая 1) и наличии (кривая 2) сглаживающего реактора; б — при коротком замыкании на коллекторе

Для расчета максимальных напряжений между витками в обмотке АТД примем допущение, что к двум последовательно соединенным фазам приложен импульс напряжения, имеющий известную крутизну фронта $\frac{dU}{dt}$, и амплитуду, равную напряжению U_d в звене постоянного тока. Тогда согласно [91] максимальное напряжение, падающее на первом витке фазы, В,

$$U_{n \max} = \frac{L_{m1}}{v_{cp}} \frac{dU}{dt}. \quad (1.65)$$

В выражении (1.65): $\frac{dU}{dt} = 10^9$ В/с для преобразователя с широтно-импульсной модуляцией; при амплитудной модуляции $\frac{dU}{dt} =$

$(3 \div 5)10^8$ В/с; $v_{cp} = 1/\sqrt{L_{cp}C_{cp}}$ — средняя скорость распространения волны перенапряжений по обмотке, м/с; $L_{cp} = x_k/(2\pi f_n \omega_{ф})$ — среднее приведенное значение индуктивности одного витка обмотки статора, Гн; $C_{cp} = \frac{4L_{m1} h_{21} \epsilon \epsilon_0}{(b_{п1} - b_{м1}) S_n}$ — среднее значение емкости витка обмотки статора на землю, Ф; $\epsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12}$ Ф/м; $\epsilon = 6 \div 8$ — относительная диэлектрическая проницаемость изоляции; S_n — число активных проводников в пазу.

Подставив в выражение (1.65) данные из примера расчета АТД (см. главу 31) при $\epsilon = 7$ и питании от инвертора с широтно-импульсной модуляцией, получим $U_{n \max} = 230$ В, что в 11 раз превышает среднее значение этого параметра. Наличие таких перенапряжений заставляет усиливать изоляцию первого витка фазы дополнительной прокладкой.

§ 5.3. Использование результатов расчета переходных процессов при проектировании

Расчеты переходных процессов на ЭВМ дают возможность выбрать параметры силовой цепи электровоза таким образом, чтобы обеспечивалась надежная работа двигателя и электровоза в целом.

Сложность связей между элементами силовой цепи не позволяет дать конкретные числовые рекомендации для всех случаев на основании результатов моделирования ТД одного типа. Поэтому в каждом конкретном случае, задаваясь допустимыми значениями амплитуд бросков тока в наиболее опасных переходных режимах, нужно определять минимально допустимые значения индуктивностей шунта и сглаживающего реактора, что позволит уменьшить металлоемкость оборудования силовой цепи при одновременном снижении потерь. Необходимо учитывать ограничения, налагаемые на значения индуктивностей по условиям коммутации на пульсирующем токе (см. главу 26).

Очень важен правильный выбор номинального коэффициента возбуждения $\beta_{ном}$. Этот параметр существенно влияет на амплитуду броска тока в любом переходном процессе. При $\beta_{ном} = 1$ переходные процессы в режиме полного возбуждения практически не вызывают никаких вредных последствий, так как весь ток якоря проходит по обмотке возбуждения. Поток и э. д. с. быстро нарастают, поэтому броски тока получаются малыми. Однако у двигателей пульсирующего тока всегда $\beta_{ном} < 1$ для уменьшения трансформаторной э. д. с. в коммутируемых секциях. В этом случае существенная часть тока якоря при броске ответвляется через сопротивление $r_{ш1}$, в результате чего ток возбуждения уменьшается и поток нарастает значительно медленнее, чем при $\beta_{ном} = 1$. Это приводит к возрастанию амплитуды броска тока. Таким образом нужно выбирать значение $\beta_{ном}$ максимально возможным из условия нормальной коммутации в стационарном режиме (см. § 26.2).

При проектировании АТД результаты расчета переходных процессов позволяют правильно выбрать толщину витковой изоляции, дают возможность уточнить требования к элементам силовой цепи преобразователя. Следует отметить, что по данному вопросу практически отсутствуют опытные данные, а теоретические зависимости дают лишь приближенную картину протекания реальных процессов. Поэтому рекомендации, вытекающие из результатов расчета переходных процессов в цепи АТД, носят в основном качественный характер.

Количественные оценки являются весьма приближенными. Например, можно рекомендовать толщину прокладки между первым и вторым проводниками паза АТД на уровне 0,3—0,6 мм. Из выражения (1.65) следует, что нужно стремиться к уменьшению крутизны фронта импульсов питающего напряжения. Если максимальное напряжение между витками превышает среднее его значение не более чем в 3—5 раз, то дополнительного усиления витковой изоляции не требуется.

КОНСТРУКЦИЯ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ И ИХ РАСЧЕТ

Глава 6. ТЯГОВЫЕ ПЕРЕДАЧИ И ИХ РАСЧЕТ

§ 6.1. Особенности конструкции тяговых двигателей

Тяговый двигатель является электрической машиной, встроенной в тележку э.п.с. Это обстоятельство налагает ряд особенностей на его конструкцию и условия работы. К ним относятся ограниченность пространства, отведенного для активных частей двигателя, большие динамические нагрузки, подверженность атмосферным воздействиям.

Различают два основных вида подвешивания тяговых двигателей: опорно-осевое и рамное. В первом случае двигатель связан с осью колесной пары посредством моторно-осевых подшипников, во втором закреплен на раме тележки. При рамном подвешивании динамические воздействия, возникающие при прохождении колесной парой неровностей пути (стыков, стрелок), в значительной степени демпфируются рессорным подвешиванием тележки. При опорно-осевом подвешивании практически полностью передаются удары от оси колесной пары на двигатель. Ускорения, действующие на тяговый двигатель, достигают $21g$ при опорно-осевом подвешивании и $3g$ — при рамном ($g = 9,81 \text{ м/с}^2$). Вспомогательные машины находятся в кузове, поэтому действующие на них ускорения меньше, чем при рамном подвешивании из-за демпфирующего действия подвески кузова. Ускорения в этом случае составляют 1—2g.

Как следует из рис. 11. 1, а и б, при опорно-осевом подвешивании конструкция узла передачи усилия на вал и далее на колесную пару простейшая из возможных. Однако при этом значительные динамические воздействия требуют повышения механической прочности элементов тягового двигателя, снижают надежность коллекторно-щеточного узла и изоляции.

При рамном подвешивании (рис. 11. 2, а и б) конструкция тягового двигателя заметно усложняется. Необходимость расположения во внутренней полости якоря шарнирной муфты требует увеличения диаметра якоря. Затруднена смазка шарнирных соединений и их ревизия. Опорно-рамное подвешивание применяют, как правило, лишь для скоростного э. п. с. Если конструкционная скорость не превышает 100—110 км/ч, то рамное подвешивание тяговых двигателей стараются не применять. Некоторое исключение представляют метрополитены, где рамное подвешивание используют для уменьшения шума и ослабления воздействия на путь.

При конструкционной скорости 120 км/ч и более на э. п. с. применяют только рамное подвешивание тяговых двигателей.

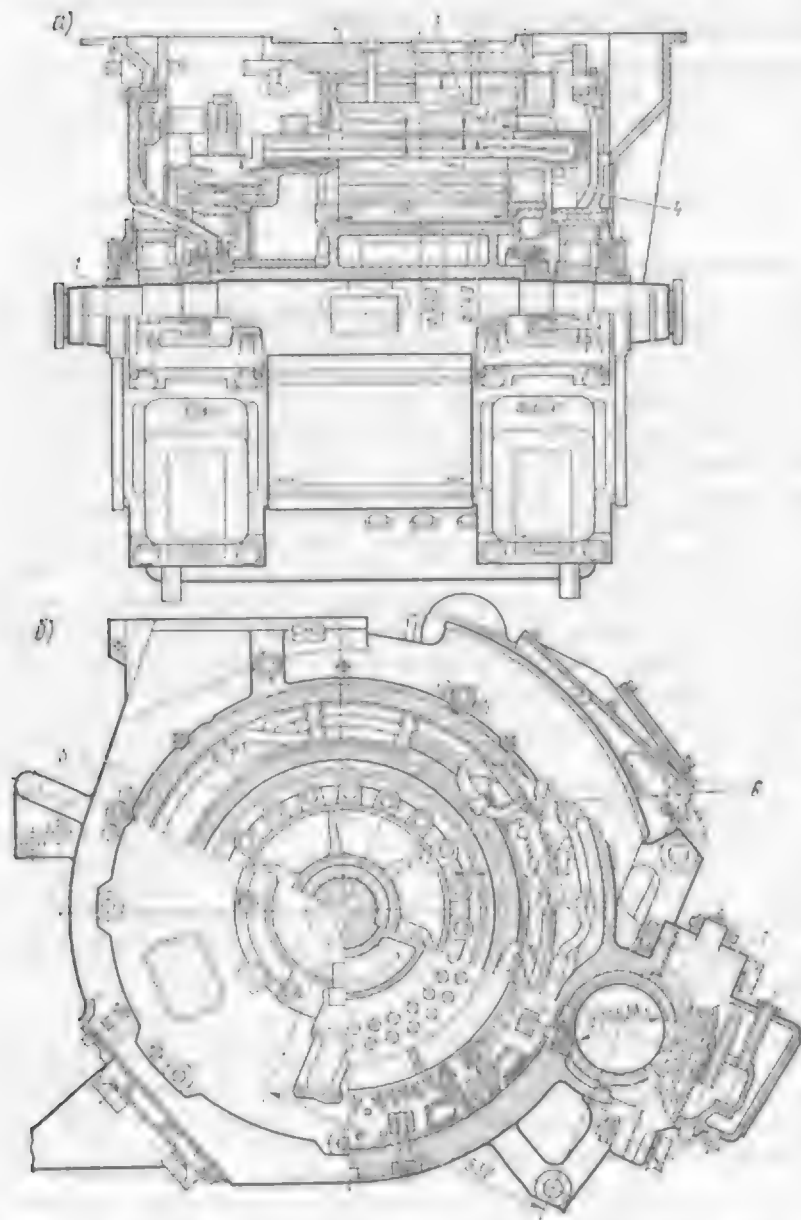


Рис. II.1. Конструкция тягового двигателя при опорно-осевом подвешивании:

1 — вал, 2 — корпус двигателя, 3 — главный подшипник, 4 — якорь, 5 — коллектор, 6 — штокдержатель, 7 — моторно-осевые подшипники.

При проектировании двигателей необходимо эти особенности учитывать, чтобы гарантировать надежную работу двигателя в эксплуатации. Более конкретно влияние вида подвешивания на расчет двигателей отражено в соответствующих главах.

§ 6.2. Кинематические схемы тяговых передач

Наиболее простой является тяговая передача при опорно-осевом подвешивании. Она бывает двусторонняя или односторонняя (рис. II.3, а, б). Шестерня 2 тягового редуктора насажена на конец вала тягового двигателя 1, а зубчатое колесо 3 расположено на оси колесной пары 4. При односторонней передаче их выполняют прямозубыми, а один из подшипников двигателя обычно делают упорным, чтобы не было перемещений вала в осевом направлении. Если передача двусторонняя, то шестерню и зубчатое колесо выполняют косозубыми, причем наклон зубьев редукторов делают встречным, чтобы осевые усилия в передачах взаимно компенсировались. Якорь тягового двигателя при двусторонней передаче должен иметь осевой разбег 8—10 мм. Тяговый двигатель соединяют с осью колесной пары моторно-осевыми подшипниками 5, а с рамой тележки — упругими элементами.

При рамном подвешивании двигатель имеет возможность перемещения относительно оси колесной пары, поэтому в тяговой передаче должны быть элементы, позволяющие передавать вращающий момент при таких перемещениях. Тяговые передачи для рамного подвешивания можно разделить на две группы по виду подвешивания тягового редуктора. К первой группе относятся передачи, у которых редуктор жестко связан с осью колесной пары. В этом случае двигатель выполняет с полым валом, а вращающий момент от двигателя к шестерне редуктора передается карданным валом с шарнирными муфтами или валом с упругой муфтой и бочкообразной шестерней (рис. II.4, а, б). Зубчатые колеса редуктора делают прямозубыми или шевронными. Вал шестерни вращается в собственных подшипниках, которые воспринимают распорные усилия, возникающие в редукторе. Это значительно облегчает условия работы якорных подшипников двигателя, позволяет проектировать двигатель с большой частотой вращения. Один из подшипников двигателя выполняют упорным.

Ко второй группе относятся передачи, у которых редуктор жестко связан с двигателем, а упругие элементы расположены между зубчатым колесом редуктора и колесной парой. Полый вал охватывает ось колеса (рис. II.4, в). При таком приводе минимальна непроредресоренная масса, что существенно снижает вредное воздействие локомотива на путь. Зубчатые колеса редуктора выполняют прямозубыми, шестерню насаживают на конец вала двигателя. При этом распорные усилия, возникающие в редукторе, воспринимаются в основном подшипником двигателя, расположенным со стороны редуктора. Этот подшипник имеет большие размеры и, следовательно, является тихоходным, что ограничивает максимальную частоту вращения вала двигателя. Второй подшипник двигателя выполняют упорным, чтобы исключить перемещения якоря в осевом направлении.

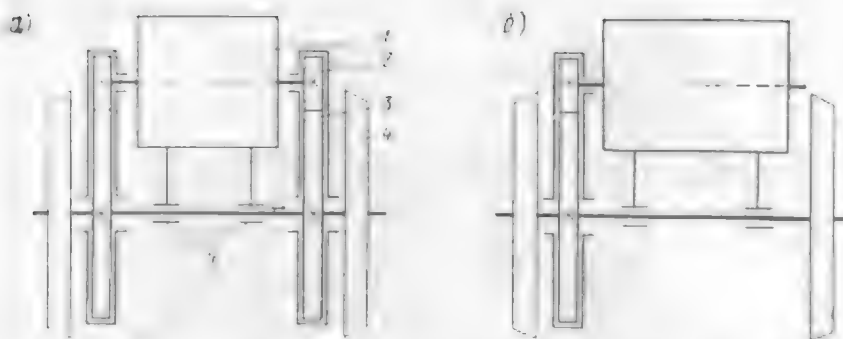


Рис. 11.3. Двусторонняя (а) и односторонняя (б) передачи при опорно-осевом подвешивании тягового двигателя

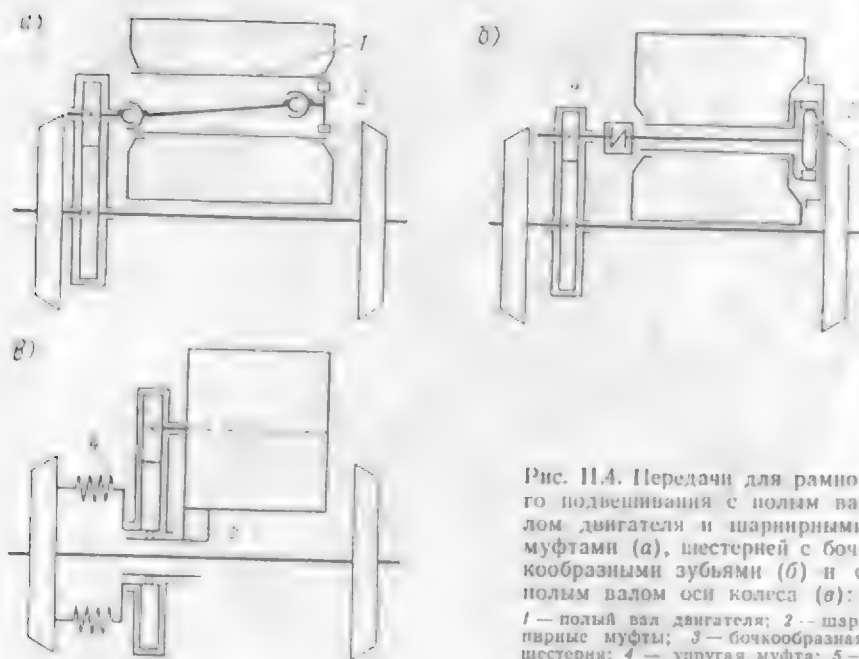


Рис. 11.4. Передачи для рамного подвешивания с полым валом двигателя и шарнирными муфтами (а), шестерней с бочкообразными зубьями (б) и с полым валом оси колеса (в): 1 — полый вал двигателя; 2 — шарнирные муфты; 3 — бочкообразная шестерня; 4 — упругая муфта; 5 — полый вал оси колеса

За рубежом, в частности во Франции, получил распространение локомотивный привод, при котором на тележке установлен один двигатель, приводящий во вращение две или три оси. Редуктор при этом сложен, многоступенчат. Для условий работы на железных дорогах СССР применение такого привода нецелесообразно.

§ 6.3. Выбор параметров зубчатого редуктора

Большинство применяемых редукторов являются одноступенчатыми с цилиндрическими зубчатыми колесами. Рассмотрим порядок выбора параметров для зубчатых передач этого типа.

При заданной силе тяги $F_{ном}$, кН, на ободу колеса вращающий момент тягового двигателя $M_{ном}$, кН·м, обратно пропорционален передаточному отношению редуктора μ :

$$M_{ном} = F_{ном} D_{вк} / (2\eta_3), \quad (11.1)$$

где $D_{вк}$ — диаметр колеса локомотива по кругу катания, м;
 η_3 — к. п. д. зубчатой передачи (для двусторонней передачи он равен 0,975, для односторонней — 0,98).

Так как с уменьшением $M_{ном}$ уменьшаются размеры и масса двигателя, то желательно иметь максимально возможное значение μ . Однако с увеличением μ возрастает максимальная частота вращения вала двигателя n_{max} , которая ограничена предельно допустимой частотой вращения якорных подшипников (см. § 10.3). Кроме того, ограничивающим фактором для коллекторных ТД является максимальная окружная скорость коллектора $v_{кmax}$, которая не должна превышать 56 м/с в зависимости от типа щеток. В АТД необходимо, чтобы максимальная окружная скорость ротора $v_{рmax}$ не превышала 80—90 м/с.

Передаточное отношение определяется отношением диаметров делительной окружности зубчатого колеса (D_z) и шестерни (d_z): $\mu = D_z/d_z$. Для увеличения μ нужно иметь по возможности больший размер D_z и меньший d_z .

Расчет начинают с определения

$$D_z = D_{вк} - 2(b + \Delta), \quad (11.2)$$

где b — расстояние от нижней точки кожуха редуктора до головки рельса [$b = 120$ мм при опорно-осевом подвешивании и для первой группы передач при рамном подвешивании; $b = 150 \div 170$ мм для второй группы передач при рамном подвешивании (см. § 6.2)];
 Δ — расстояние между делительной окружностью зубчатого колеса и нижней точкой кожуха редуктора [$\Delta = 20 \div 25$ мм (рис. 11.5)].

Расчет диаметра d_z не может быть выполнен, пока не известен момент тягового двигателя. Необходимо предварительно задаться передаточным отношением или вычислить его по допустимой максимальной частоте вращения подшипников n_{max} при условии, что тип подшипника и его размеры установлены для данного класса машин (см. табл. 11.2). Тогда

$$\mu = D_{вк} n_{max} / (5,3 v_{max}),$$

где v_{max} — конструкционная скорость, км/ч.

Можно принять предварительно:

Электровозы с передачей:	μ
двусторонней	3,8—4,2
односторонней	2,8—3,3
Электропоезда	2,8—5

Примечание. Меньшее значение μ для электропоездов соответствует конструкционным скоростям от 160 до 200 км/ч, большее значение — от 100 до 140 км/ч.

Выбрав предварительно значение μ , можно определить для номинального режима частоту вращения, об/мин,

$$n_{\text{ном}} = 5,3 (\mu / D_{\text{як}}) v_{\text{ном}};$$

вращающий момент, кН·м,

$$M_{\text{ном}} = 9,555 P_{\text{ном}} / n_{\text{ном}}$$

и диаметр делительной окружности шестерни, мм,

$$d_z = D_z / \mu.$$

Зная момент $M_{\text{ном}}$, можно рассчитать модуль зубчатой передачи m и диаметр конца вала d_k .

Модуль зубчатой передачи, мм:

для косозубых и шевронных колес

$$m = 1,3 (M_{\text{ном}} / k') + (5,3 \div 6,5); \quad (11.3)$$

для прямозубых колес

$$m = 1,3 (M_{\text{ном}} / k') + (6,5 \div 8,8). \quad (11.4)$$

В выражениях (11.3) и (11.4) коэффициент $k' = 1$ для односторонней передачи и $k' = 2$ для двусторонней передачи.

Расчет диаметра конца вала d_k , на который насаживают шестерню, необходим для оценки допустимой толщины тела шестерни b' . Согласно

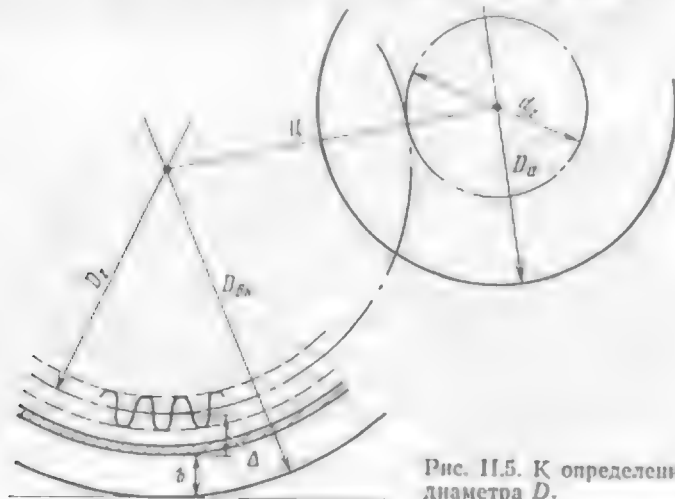


Рис. 11.5. К определению диаметра D_1 .

рис. 11.6 $b' = (d_z - d_k - 2m)/2$.
Ее значение должно быть не менее 20—30 мм.

Диаметр

$$d_k = \sqrt[3]{5,1 M_{\text{ном}} (k' \tau) \cdot 10^2},$$

где $\tau = 9,0 \div 10,0$ МПа при односторонней передаче и 7,5—8,0 МПа при двусторонней.

Если размер b' окажется меньше 20—30 мм, то нужно уменьшить передаточное отношение. Число зубьев зубчатого колеса и шестерни соответственно:

$$Z_k = D_z / m \text{ и } Z_m = d_z / m.$$

После округления значений Z_k и Z_m до целых чисел получим передаточное отношение $\mu = Z_k / Z_m$.

В дальнейшем может появиться необходимость в корректировке значения μ , поскольку после расчетов диаметра якоря и коллектора должна быть выполнена проверка по допустимой окружной скорости на поверхности якоря и коллектора.

Зная Z и z , вычисляют расстояние между центрами оси колеса и вала тягового двигателя — централь, мм,

$$H = 0,5m (Z_k + Z_m) \frac{1}{\cos \psi} + \xi_k m, \quad (11.5)$$

где ψ — угол скоса зубьев; при косозубых передачах $\psi = (8 \div 20)^\circ$; при прямозубых $\psi = 0$;

ξ_k — степень коррекции зацепления ($\xi_k = 0 \div 1$).

В расчетах часто используют торцовый модуль зубчатой передачи, мм,

$$m_s = m / \cos \psi.$$

Затем ориентировочно определяют диаметр якоря

$$D_a = (1 \div 1,22) H. \quad (11.6)$$

Тот же диапазон значений можно рекомендовать и для начального приближения при выборе диаметра ротора АД (более подробно см. главу 31).

Окончательно значение D_a уточняют по результатам магнитного и теплового расчетов ТД. Практически во всех опубликованных литературных источниках рекомендуется при выборе D_a придерживаться ряда нормализованных диаметров 368; 423; 560; 660; 740; 850; 990 мм для экономичного раскроя электротехнической стали, что соответствует номенклатуре сталей, выпускавшихся по ГОСТ 802—58. Однако в настоящее время действует ГОСТ 21427.2—83 на изотропную холоднокатаную электротехническую сталь, в котором предусмотрен выпуск рулонной стали с существенно увеличенной номенклатурой размеров по ширине. Кроме того, в стандарте имеется примечание, согласно которому

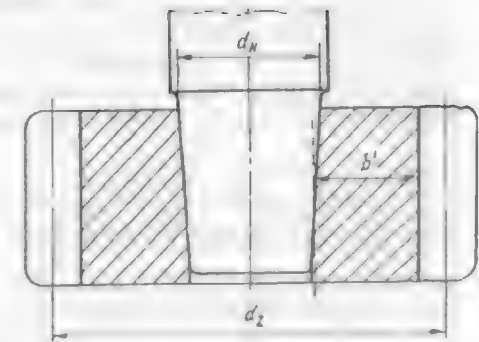


Рис. 11.6. К определению размеров шестерни

по согласованию между потребителем и изготовителем могут выпускаться рулоны любой ширины (не более 1100 мм). Таким образом, диаметр якоря коллекторного ТД или статора АТД не должен превышать 1090 мм с учетом припуска на штамповку. При необходимости получения больших диаметров якоря делают сегментированным.

Глава 7. ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЯХ

§ 7.1. Проводниковые материалы

В тяговом электромашиностроении в качестве проводникового материала, как правило, используют медь. Для изготовления обмоток применяют проволоку, ленты и медные шины. Их размеры приведены в приложении 8. Площадь поперечного сечения проводника, мм²,

$$q = ab - 0,858r^2, \quad (11.7)$$

где a, b — номинальные размеры проводника соответственно по меньшей и большей стороне, мм;
 r — радиус закруглений, мм.

Для проволоки при $a \leq 1$ $r = 0,5$ а; при $1 < a \leq 1,6$ $r = 0,5$; при $1,6 < a \leq 2,24$ $r = 0,65$; при $2,24 < a \leq 3,55$ $r = 0,8$; при $a > 3,55$ $r = 1$. Для шин при $a < 4$ $r = 0,75$; при $4 < a \leq 6$ $r = 1,05$; при $a > 6$ $r = 1,5$. Если $S \leq 60$ мм², то проводник может поставляться в виде изолированного обмоточного провода. Применение обмоточных проводов позволяет существенно повысить производительность труда при изготовлении обмоток и повышает их надежность.

В тяговом электромашиностроении используют обмоточные провода следующих типов:

для классов нагревостойкости В и F (подробнее о классах нагревостойкости см. § 7.3):

ПЭТВСД — провод медный, прямоугольного сечения, изолированный слоем теплостойкой высокопрочной эмали и двумя слоями обмотки из стеклянных нитей с подклейкой и пропиткой нагревостойким лаком;

ПЭТВСЛД — провод медный, прямоугольного сечения, изолированный слоем теплостойкой высокопрочной эмали и двумя слоями обмотки из стеклополиэфирной нити. Оба провода имеют максимальные размеры, мм, с учетом допуска на медь ($a \pm 0,6$) ($b \pm 0,46$);

ПЭТВСЛ — провод медный, прямоугольного сечения, изолированный слоем теплостойкой высокопрочной эмали и слоем изоляции из стеклянных нитей с добавлением лавсановых нитей, пропитанный нагревостойким лаком; максимальные размеры, мм, с учетом допуска на медь ($a \pm 0,5$) ($b \pm 0,35$). Этот провод имеет несколько уменьшенное по сравнению с первыми двумя пробивное напряжение, поэтому его рекомендуется применять в машинах с напряжением до 1000 В; для класса нагревостойкости Н;

ППИПК-1, ППИПК-2, ППИПК-3 — провода медные, прямоугольные, изолированные полиимидно-фторопластовой пленкой; цифры 1, 2

и 3 соответствуют двусторонней толщине изоляции 0,23; 0,3 и 0,35 мм. Провод ППИПК-1 имеет площадь сечения не более 25 мм². При $U_c = 3000$ В рекомендуется использовать провод ППИПК-3. Провода на основе полиимидной пленки выпускаются промышленностью в ограниченных количествах, кроме того, их применение сдерживается высокой ценой провода;

ПЭТСЛДКТ — провод медный, прямоугольного сечения, изолированный слоем кремнийорганического лака и двумя слоями обмотки из стеклополиэфирных нитей; максимальные размеры провода, мм, ($a \pm 0,45$) $\times$ ($b \pm 0,36$).

Для изготовления коллекторов применяют тянутую медь с присадкой серебра. Пластины, изготовленные из такой меди, имеют повышенную прочность, при работе на них создается пленка, улучшающая качество коммутации. Проводятся работы по замене серебра кадмием. Медь с присадкой кадмия, как показали опыты, по своим свойствам практически не уступает меди с присадкой серебра.

§ 7.2. Магнитные материалы

В тяговом электромашиностроении магнитопроводы изготавливают из электротехнической стали, стального литья и листовой стали. Проводятся опытные работы по применению магнитодиэлектриков в качестве магнитных пазовых клиньев.

В основном применяют электротехническую сталь 2212 (ГОСТ 21427.2—83). Это холоднокатаная рулонная изотропная электротехническая сталь с содержанием кремния 0,8—1,8 %. Кривая намагничивания этой стали приведена в приложении 9. Номинальная толщина стали 0,5 мм, удельные потери при индукции 1,5 Тл и частоте перемагничивания 50 Гц $p_{1,5/50} \leq 5$ Вт/кг. Металлургические заводы выпускают опытные партии сталей с такой же кривой намагничивания, как у стали 2212, но с уменьшенными удельными потерями. Это стали 2213 с $p_{1,5/50} \leq 4,5$ Вт/кг и 2214 с $p_{1,5/50} \leq 4$ Вт/кг. Использование сталей этих марок позволит повысить к.п.д. тяговых двигателей и уменьшить расход электроэнергии в эксплуатации.

Для уменьшения потерь от вихревых токов листы магнитопровода должны иметь изоляционное покрытие. Это покрытие наносится либо на металлургических заводах непосредственно после прокатки стали, либо на электромашиностроительных заводах после штамповки. Если сталь имеет электроизоляционное покрытие, то коэффициент заполнения пакета сердечника $K_c = 0,97$. Лаковое покрытие, наносимое после штамповки, получается значительно большей толщины, поэтому $K_c = 0,94$.

Покрытие, наносимое на сталь металлургическими заводами, имеет коэффициент сопротивления $1 \text{ Ом} \cdot \text{см}^2$, что позволяет использовать такую сталь без дополнительного лакового покрытия лишь для магнитопроводов полюсов коллекторных ТД и роторов АТД. Для покрытия листов, из которых изготавливают магнитопроводы якорей коллекторных ТД и статоров АТД, требуется коэффициент электросопротивления не менее $20 \text{ Ом} \cdot \text{см}^2$, а с учетом возможного перемагничивания соседних листов

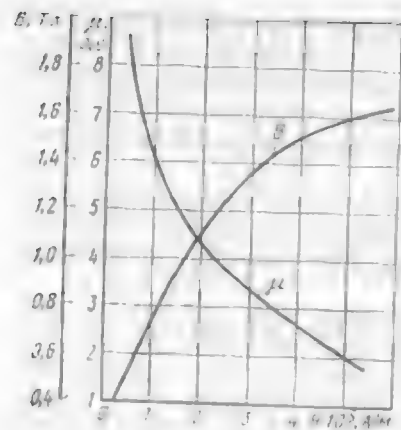


Рис. 11.7. Характеристики магнитного клина

личению потерь в зубцах главного полюса и к ухудшению коммутации двигателей пульсирующего тока. Поэтому листы главных и добавочных полюсов изготавливают из электротехнической стали марки 2212 толщиной 0,5 мм. Сердечники добавочных полюсов коллекторных ТД постоянного тока изготавливают из стального проката, характеристика намагничивания которого практически такая же, как у стального листа, используемого для остовов (см. приложение 10).

Магнитные клинья, применяемые в тяговых двигателях, выполняют из магнитодиэлектрика «Армаласт», характеристики намагничивания которого приведены на рис. 11. 7.

§ 7.3. Электрическая изоляция

Для тяговых двигателей применяют электроизоляционные материалы классов нагревостойкости В, F и H. В связи со специфическими условиями эксплуатации и ограниченностью габаритов для тяговых двигателей согласно ГОСТ 2582-81 установлены повышенные значения допустимых превышений температур:

Класс изоляции	В	F	H
Превышение температуры, °С:			
обмотки	120/130	140/155	160/180
коллектора (измеряется термометром)	95	95	105

Примечание. В числителе — для вращающейся обмотки, в знаменателе — для не вращающейся.

Превышение температуры обмотки измеряют по ее сопротивлению. Таким образом, приведенные допустимые значения превышений температур являются средними по обмотке.

К классу нагревостойкости изоляции В относятся материалы на основе слюдинитов и волокон, пропитанных эпоксиодно-полиэфирными компаундами К-110 и ЭК-5, а также битумными компаундами. Это лен-

заусенцами — не менее 50 Ом·см². Для достижения этих показателей на листы после штамповки приходится наносить один-два слоя лака, что снижает коэффициент заполнения до 0,94.

Магнитопроводы главных и добавочных полюсов коллекторных ТД можно выполнять из тонколистовой конструкционной стали, которая почти не содержит кремния и имеет более высокую кривую намагничивания, чем электротехническая сталь. Однако такую сталь выпускают толщиной не менее 1 мм. Как показали эксперименты, увеличение толщины стали с 0,5 до 1 мм приводит к увеличению потерь в зубцах главного полюса и к ухудшению коммутации двигателей пульсирующего тока. Поэтому листы главных и добавочных полюсов изготавливают из электротехнической стали марки 2212 толщиной 0,5 мм. Сердечники добавочных полюсов коллекторных ТД постоянного тока изготавливают из стального проката, характеристика намагничивания которого практически такая же, как у стального листа, используемого для остовов (см. приложение 10).

Магнитные клинья, применяемые в тяговых двигателях, выполняют из магнитодиэлектрика «Армаласт», характеристики намагничивания которого приведены на рис. 11. 7.

на слюдинитовые ЛСК-110-СПл, ЛСК-110-ТПл, ЛСЭК-5-СПл, ЛСЭК-5-ТПл, ЛСК-110-ТТ, ЛСК-110-СТ, ЛСЭК-5-ТТ, ЛСЭК-5-СТ толщиной 0,08; 0,09; 0,1; 0,11; 0,13 и 0,15 мм. Обозначение лент следует расшифровывать так: Л — лента; С — слюдинитовая; ЭК-5, К-110 — марки компаундов; Пл — подложка из пленки; С — односторонняя подложка из стеклоткани (СС — двусторонняя подложка из стеклоткани); Т — односторонняя подложка из стеклоткани; ТТ — двусторонняя подложка из стеклоткани.

К классу нагревостойкости В относятся также электронит толщиной 0,2—0,5 мм, стеклоткань ЛСБ, пропитанная битумно-масляным лаком, и пленкостеклоткань толщиной 0,17; 0,2; 0,25; 0,3; 0,35 мм. Если пленкостеклоткань используют в качестве основной изоляции, например в качестве пазовой гильзы, то она соответствует классу нагревостойкости F.

К классу нагревостойкости F относятся ленты слюдинитовые на основе эпоксиодно-полиэфирного лака ЭП-934, например ЛСЭП-934-ТПл, толщиной 0,08; 0,09; 0,1; 0,11; 0,13; 0,15 мм; стеклоткань ЛСК-F, пропитанная кремнийорганическим лаком, толщиной 0,1—0,2 мм.

К классу нагревостойкости H относятся бумага асбестовая толщиной 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,8; 1,0 мм; миканиты, кремнийорганическая изоляция, полиимидная пленка, имидофлекс, фторопласт, пленкостеклоткань полиимидная, стекломикаленты ЛМК-ТТ, ЛФК-ТТ.

Наилучшее заполнение пазов получается при использовании полиимидной изоляции толщиной 0,04 мм. Применение такой изоляции позволяет поднять мощность ТД на 10—15 % по сравнению с аналогичными двигателями, имеющими изоляцию класса нагревостойкости F. Однако эта изоляция находится только в стадии освоения предприятиями химической промышленности, в связи с чем ее применение ограничено.

Коэффициенты теплопроводности изоляционных материалов зависят от типа применяемых материалов, пропиточных компаундов, а также от качества пропитки. При упрощенных тепловых расчетах пользуются средними значениями $\Delta_{па} = (0,13 \div 0,15)$ Вт/(м·°С) для классов нагревостойкости В и H и $\Delta_{па} = (0,15 \div 0,25)$ Вт/(м·°С) для класса нагревостойкости F при пропитке в эпоксиодно-компаунде «Монолит». При подробных расчетах с помощью тепловых схем замещения обычно принимают значения коэффициентов теплопроводностей, полученные на основании опытных данных.

Глава 8. ЭЛЕМЕНТЫ КОНСТРУКЦИИ ЯКОРЯ

§ 8.1. Основные узлы

На примере тягового двигателя опорно-осевого подвешивания рассмотрим конструкцию якоря (см. рис. 11. 1).

Вал якоря опирается на цилиндрические роликовые подшипники, наружные обоймы которых запрессованы в подшипниковые щиты.

Для снижения магнитных потерь от перемагничивания сердечники якорей тяговых двигателей набирают из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм. Если применяется сталь без электроизоляционного покрытия, то после штамповки листы лакируют с двух сторон до получения лаковой пленки толщиной 12—14 мкм. Для снятия заусенцев, образующихся при штамповке, листы пропускают через вальцы. На некоторых предприятиях используют гратосъемные машины, которые практически полностью убирают заусенцы.

В листах сердечника выштампованы пазы для укладки обмотки якоря и отверстия для прохода охлаждающего воздуха. Обычно эти отверстия выполняют круглыми диаметром не менее 20 мм, чтобы избежать резкого уменьшения их сечения из-за загрязнения в процессе эксплуатации. Сердечник удерживается в сжатом состоянии нажимными шайбами, которые выполняют функцию обмоткодержателей, так как к ним крепят лобовые части обмотки. Передняя нажимная шайба, кроме того, является втулкой коллектора.

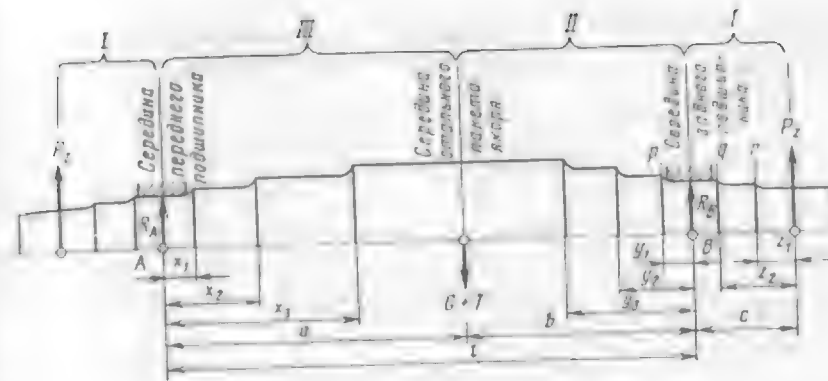
Чтобы сердечник якоря не проворачивался на втулке под действием вращающего момента, его насаживают на втулку с необходимым натягом. Кроме того, от проворачивания на втулке сердечник удерживает шпонка, необходимая для фиксации отдельных листов в определенном положении при шихтовке (чтобы совпадали пазы и вентиляционные отверстия).

Применение посадки сердечника на промежуточную втулку позволяет при необходимости выпрессовывать вал без дополнительной фиксации остальных деталей якоря.

При равном подвешивании конструкция якоря практически аналогична описанной. Некоторые различия касаются в основном вала.

В зависимости от конструкции привода в тяговых двигателях применяют как сплошные, так и полые валы. Сплошные валы используют при опорно-осевом подвешивании двигателя и для передач второй группы (см. § 6.1) при рамном подвешивании. В первом случае в основном применяют двусторонние передачи, когда вращающий момент снимается с обеих сторон вала. Во втором случае вращающий момент передается одним концом вала, обычно со стороны, противоположной коллектору.

Полые валы применяют для передач первой группы при рамном подвешивании.



При работе электрической машины вал в общем случае нагружен вращающим моментом и, если хотя бы на одном конце вала насажены шестерни, изгибающим моментом от распорных сил, действующих в редукторе. Кроме того, изгибающий момент зависит от массы насаженных на вал частей и сил одностороннего магнитного притяжения. К валу предъявляются высокие требования в отношении механических характеристик, точности и чистоты обработки поверхности.

Жесткость вала должна быть такой, чтобы максимальные нагрузки, возможные в эксплуатации, не приводили к большим прогибам, которые могут вызвать задевание ротора о статор, появление значительных сил одностороннего магнитного притяжения, перекос в подшипниках и в зацеплении зубчатых передач. При всех режимах работы напряжения в валу не должны превышать допустимых для данного материала значений. Частота вращения вала во всех рабочих и испытательных режимах должна быть меньше так называемой *критической частоты вращения*, которая соответствует частоте собственных колебаний вала. Это необходимо, чтобы избежать недопустимо больших вибраций, приводящих к разрушению якоря.

Для придания валу необходимой прочности при динамических нагрузках все переходы его выполняются плавными, т. е. без кольцевых выточек и ступенчатых канавок. Шероховатость посадочных поверхностей и галтелей должна быть не ниже 7-го класса.

Расчет вала на прочность заключается в определении напряжений в отдельных его сечениях и сравнении их с допустимыми значениями. Расчет ведется применительно к схеме рис. 11, 8 с учетом действия вращающего и изгибающего моментов. Эти величины определяют по силе тяги одной оси локомотива, соответствующей максимальному коэффициенту сцепления $\psi_{\max}$ колес с рельсом. Сила тяги, кН,

$$F_{\psi} = \psi_{\max} \Pi. \quad (11.8)$$

Коэффициент сцепления $\psi_{\max} = 0,33$ для двигателей постоянного тока и $0,42-0,45$ — для двигателей пульсирующего тока и АТД. Нажатие P колесной пары на рельсы составляет $225-245$ кН для

грузовых электровозов и 185—206 кН — для пассажирских. Для электропоездов $P = 147 \div 185$ кН. Нажатие на зубцы передачи (распорная сила), кН.

$$P_z = F_\psi \frac{D_{вк}}{D_z} \frac{1}{k' \cos \beta_{\eta_2}}. \quad (11.9)$$

В выражении (11.9): β — угол зацепления; обычно в тяговых передачах $\beta = 20^\circ$, к п. д. зубчатой передачи при максимальном моменте можно принять $\eta_2 = 0.95$; остальные обозначения см. в § 6.3.

Максимальный вращающий момент, кН·м,

$$M_{вр} = F_\psi D_{инт} (2\mu k' \eta_2), \quad (11.10)$$

где μ — передаточное число редуктора.

Для тяговых двигателей электропоездов

$$M_{вр} = 3M_{ном}. \quad (11.11)$$

Установившаяся сила одностороннего магнитного притяжения, вызванная эксцентричным положением ротора в растояке машины, кН.

$$T = e_0 K_0 K (K - K_0), \quad (11.12)$$

где e_0 — начальный эксцентриситет, мм;
 K_0 — среднее значение удельной магнитной силы, кН/мм;
 K — жесткость вала, кН/мм.

Начальный эксцентриситет

$$e_0 = e + l_G - l, \quad (11.13)$$

В выражении (11.13): e — эксцентриситет, обусловленный радиальным зазором в подшипниках и неточностью обработки и сборки деталей; для тяговых двигателей $e = 0.25 \div 0.35$ мм; $f_0 = 0.0208$.

GJ^a (ЕJ') — статический прогиб вала от веса якоря, мм. G — вес якоря, кН, ориентировочно можно принять $G = (2.5 \div 4) G_c$ (здесь G_c — вес стального пакета ротора); l — расстояние между подшипниками, м; $E = 2.1 \cdot 10^5$ МПа — модуль упругости материала вала; $J' = \frac{\pi d^4}{64} k''$ — момент инерции вала под пакетом сердечника, м⁴ (здесь

d — диаметр вала в центральной части, м; k'' — коэффициент увеличения жесткости вала от насаженных на него деталей; $k'' = 1.5$ для вала без втулки; $k'' = 2$ для вала со втулкой); $l_z = 0.0625 k' P_z l^2 / (EJ')$ — статический прогиб вала от силы P_z , мм (здесь c — расстояние от середины подшипника до середины шестерни, сидящей на конце вала, м).

Величина

$$K_0 = 350 D_a l_a / \delta,$$

где D_a, l_a — диаметр и длина пакета сердечника якоря, м;
 δ — воздушный зазор, мм.

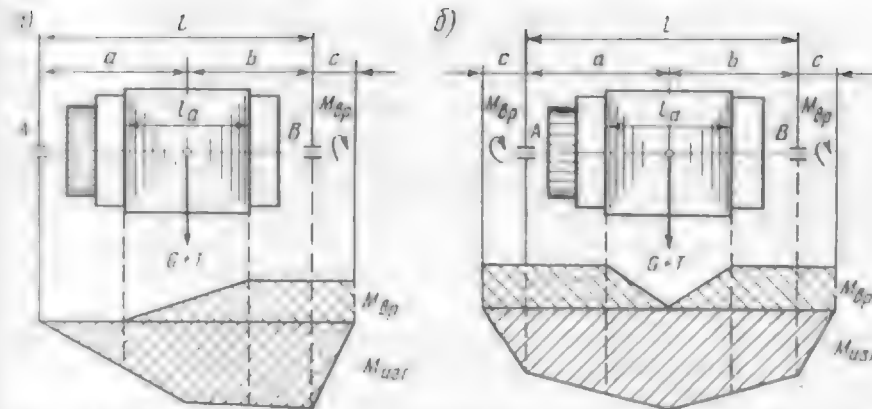


Рис. 11.9. Эпюры моментов для односторонней (а) и двусторонней (б) передач

Жесткость вала $K = G/f_G$, кН/мм.

Опорные реакции в подшипниковых опорах, кН:
при односторонней передаче:

$$R_A = (G + T) b / l + P_z c / l; \quad (11.14)$$

$$R_B = (G + T) a / l - P_z (c / l + 1); \quad (11.15)$$

при двусторонней передаче:

$$R_A = (G + T) b / l - P_z; \quad (11.16)$$

$$R_B = (G + T) a / l - P_z. \quad (11.17)$$

Здесь принято упрощающее допущение, что вес якоря и сила одностороннего магнитного притяжения сосредоточены, приложены к середине пакета сердечника и направлены в одну сторону. Такое упрощение вводит некоторый запас в расчет.

Затем строят эпюры изгибающих и вращающих моментов, примерный вид которых показан на рис. 11.9.

При односторонней передаче

$$M_{изг I} = P_z z; \quad M_{изг II} = P_z c + R_B y; \quad M_{изг III} = R_A x;$$

при двусторонней передаче

$$M_{изг I} = P_z z; \quad M_{изг II} = P_z c + R_B y; \quad M_{изг III} = P_z c + R_A x,$$

где x, y, z — текущие координаты для участков III, II и I (см. рис. 11.8).

При построении эпюр вращающих моментов принимаем, что вращающий момент изменяется, как показано на рис. 11.9.

При расчете вала на прочность определяют напряжения во всех сечениях, находящихся в местах перехода от одного диаметра к другому. Эти места вала опасны из-за наличия концентрации напряжений. Чаще всего наибольшие напряжения возникают в сечениях вала p , q и r , близких к подшипниковым опорам (см. рис. 11.8).

Статические напряжения в каждом из рассчитываемых сечений, МПа,

$$\sigma_{ст} = \sqrt{M_{вр}^2 + M_{изг}^2} / (1000W),$$

где $W = 0,1d^3$ — момент сопротивления рассматриваемого сечения, $м^3$;
 d — его диаметр, м.

Расчетные напряжения с учетом концентрации напряжений и динамических воздействий больше статических. Коэффициент концентрации напряжений

$$K_H = 0,1 (1 + \ln A) \frac{D}{d} + \sqrt[3]{A}. \quad (11.18)$$

В выражении (11.18): D и d — больший и меньший диаметры вала, прилежащие к рассчитываемому сечению; $A = 2d/r$ (здесь r — радиус выкружки галтели).

Увеличение напряжений от динамических воздействий учитывают коэффициентом динамичности K_d . При равном подвешивании тяговых двигателей $K_d = 1,4$, а при опорно-осевом $K_d = 1 + 0,00524 \times n D_z / \mu$. Здесь n — частота вращения при максимальном вращающем моменте, определяемая из характеристик двигателя, об/мин (ориентировочно можно принять $n = (0,75 \div 0,85) n_{ном}$). Для асинхронных тяговых двигателей $n = n_{ном}$. Таким образом, расчетное напряжение

$$\sigma = \sigma_{ст} (1 + K_H) K_d / 2. \quad (11.19)$$

Это значение должно быть меньше предела выносливости материала как минимум в 1,5 раза.

Обычно валы тяговых двигателей изготавливают из стали 20ХНЗА, у которой $\sigma_{-1} = 330$ МПа. При двусторонней прямоугольной передаче возможно неравномерное распределение вращающего момента по концам вала. В этом случае допустимое напряжение следует снижать на 15—20 %.

Жесткость вала рассчитывают в следующем порядке. Наиболее тяжелым является случай, когда силы G и T направлены в одну сторону, а P_z — в другую. Тогда результирующий прогиб вала

$$f = f_1 (1 + T/G) + f_2. \quad (11.20)$$

Результирующий эксцентриситет при этом равен $e + f$. Его значение не должно превосходить 25 % воздушного зазора под главным полюсом (между статором и ротором для АТД), т. е. $(e + f) / \delta \leq 0,25$. Если это условие не выполняется, то жесткость вала недостаточна, необходимо увеличить его диаметр или уменьшить расстояние между подшипниковыми опорами.

Критическая частота вращения вала, об/мин,

$$n_K = 95 \sqrt{T/G}. \quad (11.21)$$

Критической частоты вращения двигатель не должен достигать ни в рабочих, ни в испытательных режимах работы. Так как двигатель испытывают на частотах вращения, превышающих максимальную, должно выполняться следующее соотношение:

$$n_K \geq 1,5 n_{max}. \quad (11.22)$$

§ 8.3. Сердечник

В центральной части листа сердечника якоря имеется посадочное отверстие с выштамповкой для шпунки и шихтовочным знаком, который позволяет избежать переворачивания листов при шихтовке. Готовые листы напрессовываются на втулку якоря, образуя пакет сердечника якоря. Пакет сердечника якоря должен быть монолитен, так как ослабленные листы могут вибрировать и повреждать изоляцию обмотки. Для исключения этого пакет в процессе шихтовки неоднократно подпрессовывают, а после установки полного комплекта листов прессуют усилием, кН,

$$Q_0 = q_0 S_d \cdot 10^3,$$

где q_0 — давление прессования, МПа: $q_0 = 3,5 \div 5 l_a$;
 S_d — площадь боковой поверхности листа, $м^2$;
 l_a — длина пакета сердечника якоря, м.

После этого напрессовывают коллектор, запирающий своей втулкой пакет сердечника. Коллектор закрепляют гайкой для противодействия члене отдачи пакета. С противоположной стороны пакет упирается в нажимную шайбу, которая в свою очередь опирается на бурт втулки якоря. Усилие допрессовки пакета сердечника, кН,

$$Q_1 = (5 l_a + 1,5) S_d \cdot 10^3.$$

Так как допрессовка пакета осуществляется совместно с коллектором, то полное усилие допрессовки равно сумме Q_1 и усилия, необходимого для преодоления трения при запрессовке коллектора.

Если заусеницы после штамповки удалены недостаточно тщательно, пазы якоря обрабатывают на протяжном станке с помощью клиноребражной протяжки. Затем пазы тщательно шлифуют.

Для предотвращения «распухания» зубцов пакета якоря, создающего опасность повреждения изоляции обмотки, крайние листы выполняют из стали толщиной 1 мм и соединяют точечной сваркой попарно. Дополнительно для предохранения изоляции обмотки от повреждения пазы в крайних листах увеличивают примерно на 1 мм по сравнению с пазами основных листов. Такие листы занимают по 10—15 мм с каждой стороны пакета. В освободившееся в пазу место вставляют изоляционные гильзы, что уменьшает вероятность пробоя изоляции на краю пакета.

В процессе эксплуатации пакет нагружен вращающим моментом и центробежными силами от собственного веса и веса обмотки, поэтому необходимо проверить прочность его спинки, а также посадку на проворачивание.

Расчет пакета сердечника якоря на проворачивание относительно втулки вала сводится к определению минимального натяга в рассматриваемой посадке, мм,

$$\Delta_{min} = K_z M_{нр} / [5,25 \cdot 10^4 (1 - \alpha^2) / S]. \quad (11.23)$$

В выражении (11.23): $K_z \geq 2$ — коэффициент запаса на проворачивание, которым учитывают некоторое уменьшение натяга при запрессовке пакета и неравномерное распределение вращающего момента по

посадочной поверхности; $M_{вр}$ для ТД электровозов в эксплуатации определяют по формуле (II.10) и сравнивают со значением $M_{вр} = 2M_{ном}$, которое соответствует испытательным режимам. Большее из полученных значений подставляют в выражение (II.23); для ТД электропоездов $M_{вр}$ находят по формуле (II.11); $\alpha = d_0/D$ (здесь $D = D_a - 2h_n$ — приведенный наружный диаметр пакета сердечника, м; h_n — глубина паза, м; d_0 — внутренний диаметр пакета сердечника, м); $f = 0,13$ — коэффициент трения на посадочной поверхности при запрессовке; S — рабочая поверхность посадки, м².

Приняв $K_1 = 3$ и подставив известные значения в выражение (II.23), для втулки без ребер при $S = 0,75 \pi d_0 l_a$ получим

$$\Delta_{min} = 1,9 \cdot 10^{-3} M_{вр} / [(1 - \alpha^2) d_0 l_a]. \quad (II.24)$$

Далее по таблицам допусков и посадок подбирают соответствующую посадку, обеспечивающую необходимый минимальный натяг и определяют максимальный натяг Δ_{max} . Ориентировочно $\Delta_{max} = (2,0 \div 2,5) \Delta_{min}$. По значению Δ_{max} находят механические напряжения, возникающие в спинке листов пакета при его запрессовке, МПа,

$$\sigma_{max} = 1,05 \cdot 10^2 \Delta_{max} (1 - \alpha^2) / d_n.$$

Напряжения σ_{max} не должны превышать 120 МПа.

В таком же порядке рассчитывают посадку на вал втулки якоря.

Механические напряжения, МПа, в листах пакета сердечника при воздействии на них центробежных сил от собственного веса и веса обмотки

$$\sigma = AD_a^2 (n_{исп}/1000)^2 \beta \cdot 10. \quad (II.25)$$

В выражении (II.25): $A = 9\varepsilon / (1 - \alpha^2) + (1,81 + 0,38\alpha^2)(1 - 2\varepsilon)^2$; α — см. (II.23); $\varepsilon = h_n/D_a$; коэффициент β учитывает влияние вентиляционных каналов: $\beta = (D_a - 2h_n - d_n) / (D_a - 2h_n - d_n - 2dn)$; d , n — диаметр и число рядов вентиляционных каналов; $n_{исп}$ — см. с. 84.

Значение σ не должно превышать 120 МПа.

§ 8.4. Коллекторный узел

Из всего многообразия конструкций в тяговых двигателях обычно применяют коллекторы арочного типа (рис. II. III).

Медные коллекторные пластины 1 трапецеидального поперечного сечения (обычно их более 300) изолированы друг от друга micaионовыми прокладками. Пластины собраны в кольцо, спрессованы и удерживаются в таком состоянии нажимным конусом 6 и втулкой 4, которые стянуты болтами 7. Для изоляции коллекторных пластин от втулки и конуса используют micaионовые манжеты 8 и цилиндр 5. В петушке 3 пластины сделан паз, в который закладывают с последующей припайкой или приваркой концы 2 секций обмотки. Втулка коллектора имеет ребра со ступицей и насажена на втулку якоря.

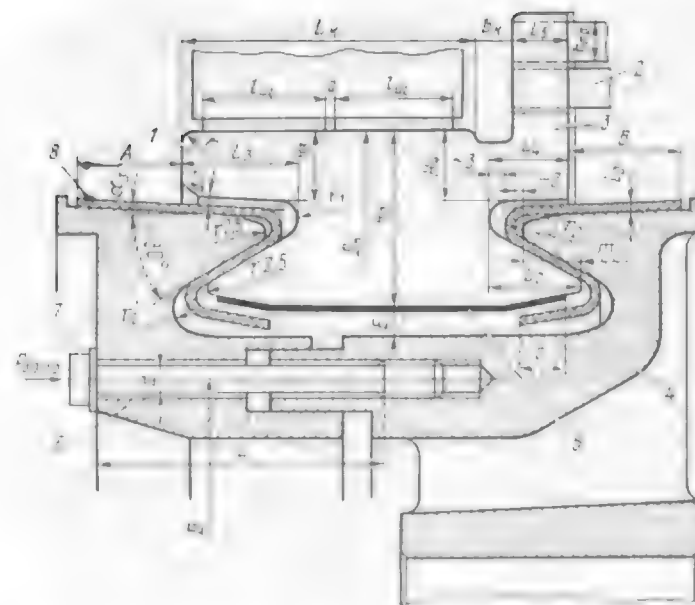


Рис. II.10. Конструкция коллектора

Между манжетами и выступающими верхними частями коллекторных пластин имеется зазор Δ , обеспечивающий свободное перемещение коллекторных пластин в радиальном направлении при запрессовке.

Для обеспечения надежного контакта со щетками коллектор должен сохранять во всех режимах работы правильную геометрическую форму. Биеение рабочей поверхности коллектора свыше 0,04 мм и выступание отдельных пластин друг относительно друга на несколько микронов приводит к интенсивному износу щеток, их сколам и расстройству коммутации. Монолитность коллектора можно обеспечить путем придания предварительного натяга между сопрягаемыми элементами — нажимным конусом и втулкой, с одной стороны, и комплектом коллекторных пластин — с другой. Это достигается посредством так называемой *запрессовки коллектора*, когда он нагружается осевой силой на гидравлическом прессе с последующей подтяжкой коллекторных секций. При этом пластины движутся по направлению к центру и между ними возникает боковое давление, называемое *арочным распором*. Это давление из-за возникающего трения препятствует смещению пластин друг относительно друга. Таким образом, чем большее усилие будет реализовано при запрессовке, тем гарантия надежной работы коллектора будет выше.

В тяговых двигателях превышение радиальной составляющей усилия от запрессовки над усилиями от центробежных сил коллекторных пластин должно составлять 1,15—1,25. Большее превышение реализовать трудно по механической прочности деталей коллектора.

Точный расчет коллектора с учетом податливости его элементов весьма сложен. Общая методология такого расчета приведена в [10] и в сокращенном виде дана в § 4.5, где она используется для уяснения механизма неравномерного радиального смещения коллекторных пластин. Однако расчет сил и напряжений по указанному методу затруднен главным образом из-за наличия, помимо упругих, еще и пластических деформаций в деталях коллектора. Поэтому расчет коллектора ведут упрощенными методами, приемлемость которых проверена многолетней практикой.

Проектирование коллектора ведется в два этапа. Прежде всего намечают на основании соотношений, выработанных расчетной практикой, предварительный эскиз коллектора. Затем делают поверочный расчет и при необходимости в чертеж коллектора вносят соответствующие коррективы.

Диаметр коллектора обычно выбирают таким, чтобы окружная скорость коллектора при максимальной частоте вращения не превышала 55 м/с, а также с учетом других коммутационных ограничений. Длина рабочей части коллектора определяется по числу щеток и зависит от конструкции щеткодержателя. Обычно

$$L_k = m_{щ} l_{щ} + a(m_{щ} - 1) + 2r + b,$$

где $l_{щ}$, $m_{щ}$ — длина и число щеток;

$a = 3 \div 4$ мм — толщина перемычки между двумя соседними щетками;

r — радиус скругления по торцам рабочей поверхности коллектора (обычно $r = 2$ мм);

b — допуск на установку зубчатой передачи (для двусторонней передачи $b = 8$ мм, для односторонней — 2 мм).

Ширину канавки b_k у петушков для выхода шлифовального круга и фрезы для продорожки изоляции принимают 8—10 мм. Ширину петушка L_5 коллектора определяют по допустимой плотности тока в контакте проводника со щечками шлица пластины. Если проводники обмотки припаяны к петушкам, то $L_5 = i_a / (2h_{пр} j_k)$ (здесь i_a — ток параллельной ветви обмотки якоря, А; $j_k = 0,25$ А/мм² — допустимая плотность тока в контакте; $h_{пр}$ — высота проводника, мм). Если проводники соединяются с петушками сваркой, то ширину петушка определяют по аналогичной формуле, но вместо $h_{пр}$ подставляют глубину проваривания, а плотность тока в этом случае может быть в 3—5 раз выше. В коллекторах тяговых двигателей электровозов обычно $L_5 = 18 \div 20$ мм. Высоту коллекторной пластины H_0 принимают в пределах 60—70 мм.

Высота выступов передней консоли и консоли с петушком обычно равна $H_3 = H_4 = 25$ мм. Длина выступов соответственно $L_3 = 45 \div 50$ мм, но не более $0,5 L_k$, и $L_4 = 5 \div 30$ мм. Длина выступов «ласточкина хвоста» $L_1 = L_2 = 30 \div 40$ мм, толщина межламельной изоляции 1,1—1,25 мм.

Толщину миканитовых манжет коллектора и изоляционного цилиндра, длины выступающих частей манжет, изоляционные промежутки и радиусы скруглений принимают в зависимости от напряжения относительно земли и диаметра коллектора по табл. II. 1.

Расчет коллектора начинают с определения диаметра центра тяжести и массы коллекторной пластины (см. рис. II. 10 и II. 11). Для

Таблица II.1. Размеры элементов коллектора

Напряжение относительно земли, В	Диаметр коллектора D_k , мм	Толщина, мм		Размеры (см. рис. II.10), мм						
		манжеты l_0	цилиндра	A	B	C	E	r_1	r_2	r'_2
500—700	До 200 201—300 Свыше 300	1,2 1,5 2,0	1	25	20	12	6,0 6,5 7,5	2,0 2,5 3,0	3,2 3,5 4,0	5,0 5,5 6,0
701—1200	До 200 201—400 Свыше 400	1,5 2,0 2,4	1,25	32	25	16	6,5 7,0 8,0	2,5 3,0 3,5	3,5 4,0 4,4	5,5 6,0 6,5
1201—2000	До 200 201—400 Свыше 400	2,0 2,5 3,0	1,5	45	35	22	7,5 8,0 8,5	3,0 3,5 4,0	4,0 4,5 5,0	6,0 6,5 7,0
2001—3000	До 200 201—400 Свыше 400	2,5 3,0 3,6	1,5 1,5 2,0	60	50	28	8,5 9,0 10,0	3,5 4,0 4,5	4,5 5,0 5,6	6,5 7,0 7,5

удобства вычислений пластину разбивают на несколько простых геометрических фигур (на рис. II. 11 пластина разбита на шесть элементов 1—6).

Площадь боковой поверхности коллекторной пластины, мм²,

$$F = \sum_{i=1}^{N'} F_i,$$

где F_i — площадь элемента коллекторной пластины;

N' — число элементов.

Диаметр центра тяжести пластины, мм,

$$D_c = \frac{1}{F} \sum_{i=1}^{N'} (F_i D_{ci}),$$

где D_{ci} — диаметр центра тяжести элемента коллекторной пластины, мм.

Масса пластины с прокладкой, кг,

$$m_{пл} = 10^{-3} F \tau,$$

где τ — толщина коллекторной пластины на диаметре центра тяжести, мм: $\tau = \pi D_c / K - s$;

K — число коллекторных пластин;

s — толщина миканитовой прокладки, мм.

Центробежная сила одной пластины, Н,

$$C_{пл} = 5,6 m_{пл} D_c (n_p / 1000)^2,$$

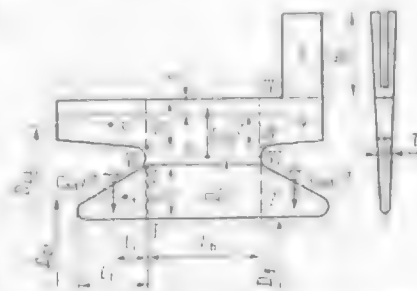


Рис. II.11. К расчету прочности коллекторной пластины

где $n_p = 1,48 n_{\max}$ — для двигателей постоянного тока, $n_p = 1,37 n_{\max}$ — для двигателей пульсирующего тока, об/мин.

Расчет выстуна «ласточкина хвоста» пластины начинают с определения размера до середины его опорной поверхности, мм,

$$l_1 = 0,5m + m_0,$$

где m — длина горизонтальной проекции рабочей части манжеты, мм;
 $m_0 = l_0 + 6$.

Средняя толщина рассчитываемого сечения, мм,

$$t = \frac{\pi}{K} (H_1 + D_n) - s,$$

где H_1 — см. рис. II.11;

D_n — внутренний диаметр комплекта коллекторных пластин.

Максимальные напряжения при изгибе в сечении I—I, МПа,

$$\sigma_1 = 3C_{пл} l_1^2 / (H_1^3).$$

Напряжения не должны превышать 100 МПа.

Давление на манжету, вызываемое центробежной силой $p_1 = 0,5C_{пл}/(tm)$, не должно превышать 35 МПа.

Как отмечалось выше, радиальная составляющая усилия запрессовки, Н, должна быть в 1,15—1,25 раза больше центробежной силы, развиваемой коллекторными пластинами,

$$P_y = (1,15 \div 1,25) KC_{пл}.$$

Усилие запрессовки, Н,

$$P_{запр} = 0,5P_y \lg(\alpha + \rho) = (0,45 \div 0,49) KC_{пл}.$$

где α — угол наклона выступа «ласточкина хвоста» (обычно $\alpha = 30^\circ$);
 ρ — угол трения меди по миканиту (принимают $\rho = 8^\circ$).

Давление между пластинами от запрессовки, МПа,

$$p_0 = P_y / (2\pi F).$$

Для коллекторного миканита оно не должно превосходить 60 МПа.

Расчет передней консоли начинают с определения ее диаметра центра тяжести при изношенном коллекторе, мм,

$$D'_{c3} = D_n - H_3 - \xi,$$

где $\xi = 8 \div 10$ мм — максимальный износ пластины по рабочей поверхности коллектора.

Площадь выстуна при изношенном коллекторе, мм²,

$$F'_3 = L_3 (H'_3 - 0,5L_3 \lg \alpha_3),$$

где $H'_3 = H_3 - \xi$, мм.

Центробежная сила, действующая на единицу толщины выстуна пластины, Н/мм,

$$C'_3 = 0,5F'_3 D'_{c3} (n_{\max}/1000)^2 \cdot 10^{-4},$$

Стрела прогиба выстуна, мм,

$$f_3 = 1,35 (L_3/H'_3)^3 C'_3 \cdot 10^{-3}.$$

Значение f_3 не должно превышать 0,03 мм.

При расчете консольной части пластины со стороны петушка таким же образом определяют D'_{c4} , D'_{c5} , F'_4 , F'_5 , C'_4 и C'_5 для изношенного коллектора, а затем — максимальные напряжения в сечении IV—IV, МПа:

$$\sigma_4 = 3 \frac{L_4}{(H'_4)^2} \left(C'_4 + \frac{2L_4 - L_5}{L_4} C'_5 \right)$$

Они не должны превышать 120 МПа. Напряжения σ_4 определяют только при $L_4 \geq L_5$.

Затем выполняют расчет средней части пластины на растяжение в сечении VI—VI. Площадь пластины выше сечения VI—VI, мм²,

$$F_n = F - 2F_1 - L_n H_1.$$

Центробежная сила, действующая на единицу толщины этой части пластины, Н/мм,

$$C_n = 0,5F_n D_{cn} (n_p/1000)^2 \cdot 10^{-4},$$

где D_{cn} — диаметр центра тяжести части пластины, лежащей выше сечения VI—VI, мм.

Напряжения растяжения в сечении VI—VI

$$\sigma_n = 1,2C_n L_n \leq 30 \text{ МПа}.$$

Расчет прочности коллекторных болтов (см. рис. II. 10) начинают с определения напряжения при растяжении от усилия запрессовки, МПа,

$$\sigma'_6 = 4P_{запр} / (\pi d^2),$$

где Z — число болтов;

d — диаметр средней части стержня болта, мм.

Напряжение при изгибе вследствие действия центробежных сил, МПа,

$$\sigma''_6 = 0,435L^2 \frac{D}{d} \left(\frac{n_p}{1000} \right)^2 \cdot 10^{-4},$$

где L — расчетная длина болта от головки до начала резьбы, мм;

D — диаметр по центру тяжести болтов, мм.

Суммарные напряжения в болтах $\sigma_6 = \sigma'_6 + \sigma''_6$ не должны превышать 0,5 σ_T материала болта. Для болтов обычно применяют сталь 35ХГСА ГОСТ 4543—71 с $\sigma_T = 600 \div 900$ МПа. Болты выбирают не менее М20 во избежание их обрыва при заворачивании.

Затем рассчитывают прочность нажимного конуса (рис. II.12). Предварительно вычерчивают в масштабе поперечное сечение конуса (для конусов тяговых двигателей достаточно масштаба 1:1) и разбивают его на простые геометрические фигуры 1—8. Определяют для каждого элемента положение его центра тяжести относительно левой кромки сечения x_i и относительно оси вращения r_i , а также площадь F_i . Затем находят:

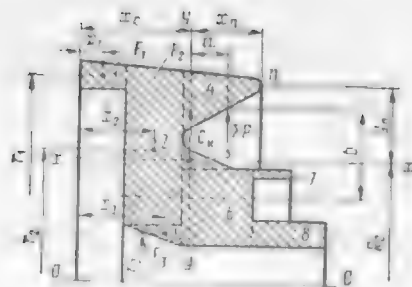


Рис. 11.12. К расчету нажимного конуса коллектора

площадь поперечного сечения конуса, мм²,

$$F_k = \sum_{i=1}^{N'} F_i;$$

радиус центра тяжести, мм,

$$R_c = \sum_{i=1}^{N'} F_i r_i / F_k;$$

положение оси $y-y$ относительно левой кромки сечения, мм,

$$x_c = \sum_{i=1}^{N'} F_i x_i / F_k;$$

момент инерции сечения относительно оси $y-y$, мм⁴,

$$J_y = \sum_{i=1}^{N'} (F_i Z_i^2 + J_{yi}),$$

где $Z_i = |x_c - x_i|$ — расстояние от центра тяжести элемента до оси $y-y$, мм;
 J_{yi} — момент инерции элемента относительно его центральной оси y_i ;

радиальную силу ΣP , действующую на конус, Н,

$$\Sigma P = (P_k + K C_{\text{нп}}) 2,$$

центробежную силу, развиваемую конусом, Н,

$$C_k = 0,55 R_c^2 F_k (n_p / 1000)^2 10^{-3};$$

расстояние a от точки приложения сил ΣP до оси $y-y$, мм,

$$a = x_c (0,5 \pi + 1,2),$$

где m — см. расчет выступа «ласточкина хвоста» пластины;

расстояние b от точки приложения сил ΣP до оси болтов, мм.

Напряжение в волокне, проходящем через точку n , МПа,

$$\sigma_n = \frac{R_c \Sigma P}{2\pi (R_c + y_n)} \left[(a + b \lg \alpha) \frac{x_n}{J_y} + \frac{1}{F_k} + \frac{C_k}{F_k \Sigma P} \right].$$

Напряжения не должны превышать $0,5 \sigma_t$ материала. Конусы изготавливаются литьем из стали 35Л или горячим штамповкой из стали 45, предел текучести после термообработки $\sigma_t = 410$ МПа.

§ 8.5. Обмотка

Общие сведения. Проводники, уложенные в пазах пакета сердечника якоря и соединенные определенным образом с коллекторными пластинами, представляют собой обмотку якоря. В тяговых двигателях обмотку выполняют из медных проводников прямоугольного сечения, сформованных в виде отдельных катушек. Катушка содержит несколько, обычно 3—7, проводников (секций). Каждой секции соответствует

одна коллекторная пластина. По виду соединения секций якорные обмотки делят на волновые, петлевые и «лягушачьи». В тяговых двигателях применяют простые петлевые и волновые обмотки. Волновые обмотки имеют то преимущество перед петлевыми, что они не требуют уравнительных соединений и обеспечивают лучшее использование активного слоя якоря. Это связано с уменьшением объема изоляции в пазах машины из-за меньшего числа активных проводников.

Однако волновым обмоткам присущи и недостатки. Наиболее серьезным из них является то, что из-за меньшего числа активных проводников обмотки меньше и число коллекторных пластин, а следовательно, больше среднее межламельное напряжение. Кроме того, при волновой обмотке ограничена мощность машины. Для обеспечения удовлетворительной коммутации ток в проводниках якорной обмотки, или, что то же, ток в параллельной ветви обмотки не должен быть более 175—200 А. При простой волновой обмотке $2a = 2$, что соответствует току машины $I_a = 350 \div 400$ А и при напряжении на зажимах $U = 1500$ В предельная мощность двигателя составляет около 500 кВт. Если мощность двигателя более 500 кВт, то он может быть выполнен только с петлевой обмоткой.

Для снижения добавочных потерь в обмотке применяют вертикальную укладку проводников в пазу, при которой широкая сторона проводника параллельна дну паза. При горизонтальной укладке проводников уменьшение добавочных потерь возможно благодаря разделению проводника на 2-3 параллельных, каждый из которых изолируют отдельно. Важным преимуществом вертикальной укладки, особенно при большом числе проводников в пазу, является уменьшение объема изоляции по ширине паза и, следовательно, лучший отвод тепла по сравнению с горизонтальной укладкой проводников. Однако при вертикальной укладке осложняется присоединение проводников к коллектору, так как приходится перегибать и расплющивать концы проводников, чтобы иметь возможность вложить их в шлицы коллекторных пластин.

Витковую изоляцию во всех тяговых двигателях вне зависимости от напряжения выполняют одним слоем стеклослюдинитовой ленты толщиной 0,09—0,11 мм с перекрытием в половину ширины. Можно использовать изолированные провода (см. § 7.1).

Корпусная изоляция является основной, ее толщина определяется уровнем напряжения относительно корпуса машины и видом применяемых изоляционных материалов.

Покровная изоляция служит для защиты основной корпусной изоляции от механических повреждений при укладке секций в пазы и во время их транспортирования. Ее выполняют из стеклоленты толщиной 0,1 мм одним слоем с перекрытием в половину ширины ленты или толщиной 0,15 мм встык.

Во всех тяговых двигателях для укорочения лобовых частей при петлевой обмотке и улучшения коммутации обмотку выполняют хордовой, т. е. шаг обмотки по якорю делают не равным полюсному делению, а несколько меньше. Уравнительные соединения в двигателях с простой петлевой обмоткой применяют для устранения перегрузки отдельных ее ветвей и щеток добавочным током, обусловленным магнит-

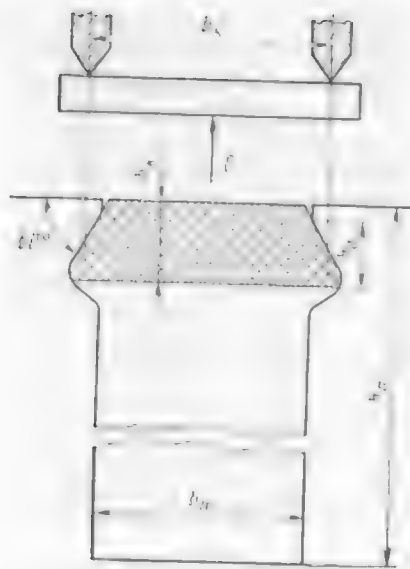


Рис. 11.13. К расчету пазового клина

ной асимметрией. Уравнители рас- полагаются со стороны коллектора и соединяют коллекторные пласти- ны с шагом K_p .

Расчет крепления обмотки яко- ря. Обмотку якоря тяговых двига- телей в пазовой части крепят обык- но клиньями, а лобовые части — стеклобандажами.

Клин нагружен центробежной силой от веса активной части об- мотки якоря, расположенной в од- ном пазу. Так как эта нагрузка рас- пределена равномерно вдоль паза, то расчет ведут на 1 см его длины. Клин рассчитывают на изгиб как балку, свободно лежащую на двух опорах. Расстояние между опора- ми, см, равно расчетной ширине клина b_k (рис. 11.13), которую ориентировочно можно определить по выражению

$$b_k = b_n + 0,58h_k,$$

где b_n — ширина паза, см; h_k — высота клина, см.

Центробежную силу считают приложенной к середине клина, кН/см.

$$C = 5,6G_n D_c (n_{\text{всн}}/1000)^2,$$

где G_n — вес содержимого паза на 1 см длины сердечника, кН/см; $G_n = F_m \gamma_m + (b_n h_n - F_m) \gamma_{\text{па}}$; F_m — площадь меди в пазу, см²;

$$\gamma_m = 8,7 \cdot 10^{-3} \text{ кН/см}^3;$$

$$\gamma_{\text{па}} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ кН/см}^3;$$

$$D_c = D_a - h_n \text{ — диаметр центра тяжести, см;}$$

$$n_{\text{всн}} = 1,25n_{\text{мах}} \text{ — для двигателей пульсирующего тока и асинхронных,}$$

$$n_{\text{всн}} = 1,35n_{\text{мах}} \text{ — для двигателей переменного тока.}$$

Напряжения изгиба в клине, МПа,

$$\sigma = 15Cb_k/h_k^2.$$

Напряжения среза в клине, МПа,

$$\tau = 5C/h_n,$$

где h_n — расчетная высота клина при срезе, см.

Точное значение h_n можно определить из чертежа с учетом допус- ков на размеры паза и клина, при этом выбирают минимально возмож- ное значение h_n . Ориентировочно $h_n = h_k - 0,1$.

При $b_k/h_k \geq 2$ клин рассчитывают на изгиб и срез. При $b_k/h_k < 2$ проверку прочности клина проводят только на срез. Клинья изготов- ливают из текстолита марки Б при изоляции класса F или стеклотексто- лита при изоляции класса H. В последнее время применяют профиль-

ный стеклопластик, который может быть использован для класса наг- ревостойкости не выше F. Допускаемые напряжения при изгибе $[\sigma] = 35 \div 45$ МПа, при срезе $[\tau] = 8 \div 10$ МПа.

По технологическим соображениям высоту клина h_k принимают не менее 4 мм.

Расчет необходимого числа витков стеклобандажа проводят отдель- но для передней и задней лобовых частей.

Вес лобовой части, кН,

$$G = G_n Z l_d,$$

где Z — число пазов якоря;

l_d — развернутая длина лобовой части, см (определяется при расчете секции обмотки, см. § 27.2).

Центробежная сила лобовой части, кН,

$$C = 5,6GD_c (n_{\text{всн}}/1000)^2.$$

Необходимое число витков бандажа

$$n = \frac{C}{0,2\pi [\sigma_b] q_b}.$$

Бандажи обычно изготавливают из стеклобандажной ленты марки ЛСБ толщиной 0,2 мм и шириной 20 мм, т. е. $q_b = 0,04$ см². Допускае- мые напряжения $[\sigma_b] = 150$ МПа.

Глава 9. ЭЛЕМЕНТЫ КОНСТРУКЦИИ ОСТОВА

§ 9.1. Общие сведения

Остов тяговых двигателей постоянного и пульсирующего тока яв- ляется магнитопроводом и одновременно несущим корпусом для под- шинниковых щитов и полюсной системы. Кроме того, он воспринимает вращающий момент и передает его на опору.

Так как остов предназначен в первую очередь для проведения маг- нитного потока главных и добавочных полюсов, то он должен изготов- ливаться из стали с высокими магнитными свойствами. Как правило, остов выполняют литым из стали 25Л1. Толщину остова выбирают ис- ходя из необходимой магнитной индукции. Длину магнитной части осто- ва желательно брать не более 1,5-кратной длины главного полюса. Для снижения веса остова места, где не проходит магнитный поток, делают толщиной 16—20 мм.

К внутренней поверхности остова крепят главные и добавочные по- люса. С наружной стороны остов имеет приливы для размещения мо- торно-осевых подшпинников (при опорно-осевом подвешивании тягового двигателя), кронштейны для подвешивания двигателя на поперечной балке тележки и для крепления кожухов зубчатых передач, приливы с отверстиями для подъема и транспортирования.

Остов со стороны коллектора имеет вентиляционный люк, распо- ложенный в верхней его части, а также смотровые люки для обслужива-

ния щеточно-коллекторного узла. В торцах остова предусмотрены горловины для установки и закрепления подшипниковых щитов.

Со стороны, противоположной коллектору, остов имеет специальный прилив для крепления кожуха патрубка выброса воздуха. В готовых под монтаж остовах все свободные от посадок внутренние поверхности покрывают дугостойкой эмалью.

В машинах переменного тока остов служит для удержания запрессованного в него сердечника статора в определенном положении относительно ротора. Магнитный поток замыкается по спинке статора, поэтому толщину остова определяют исходя из необходимой его жесткости.

Для обеспечения жесткости при минимальном весе на наружной поверхности остова располагают кольцевые ребра жесткости. В остальной конструкции остова машин переменного тока аналогична конструкции остова машин постоянного и пульсирующего тока.

§ 9.2. Главные и добавочные полюсы

Главные полюсы. Сердечник главных полюсов тяговых двигателей собирают из отдельных штампованных листов малоуглеродистой конструкционной или электротехнической стали толщиной 0,5—1,5 мм на специальных стержнях и заклепках. Крайние листы сваривают друг с другом, чтобы увеличить жесткость пакета полюса. Количество и расположение заклепок выбирают такими, чтобы исключить неплотность пакета, которая может явиться причиной шума и повреждения изоляции при работе двигателя. Для крепления полюсов к остову в стержнях имеются резьбовые отверстия, в которые вкручивают болты.

У компенсированных машин в листах сердечника главного полюса выштамповывают пазы, в которые укладывают компенсационную обмотку. Для удобства укладки эти пазы делают обычно открытыми, а боковые стенки пазов располагают параллельно плоскости симметрии ближайшего добавочного полюса (рис. 11.14).

В тяговых двигателях катушки обмотки возбуждения выполняют из прямоугольных медных шин, в основном наматывая на узкое ребро. Этим обеспечивают лучший отвод тепла и более высокую механическую прочность катушки. При тонких и широких катушках намотка на уз-

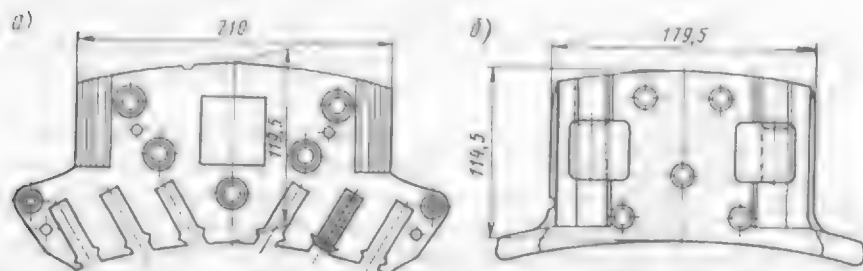


Рис. 11.14. Сердечники главных полюсов для компенсированного (а) и некомпенсированного (б) тяговых двигателей

кое ребро становится невозможной из-за необходимости применения больших радиусов закругления. Это приводит к удлинению лобовой части катушки и нерациональному расходованию обмоточной меди. В этом случае выполняют намотку на широкое ребро. Соотношение сторон шины, при котором возможна намотка на узкое ребро, $b : a \leq 33$. Если необходимо применение больших соотношений, то катушку наматывают на широкое ребро.

Междувитковую изоляцию обмотки возбуждения выполняют в виде прокладок толщиной 0,3—0,6 мм из изоляционного материала выбранного класса нагревостойкости (см. § 7.3). Обычно в катушках обмотки возбуждения применяют изоляцию классов нагревостойкости F и H. Толщина корпусной изоляции этой обмотки при последовательном возбуждении определяется напряжением относительно земли: для двигателей пульсирующего тока оно равно напряжению на коллекторе, а для двигателей постоянного тока — напряжению в контактом проводе.

В последнее время распространение получают локомотивы с независимым возбуждением тяговых двигателей. Если при этом как аварийный вариант предусматривается последовательное возбуждение, то конструкция катушки возбуждения аналогична описанной выше. При использовании только независимого возбуждения катушку делают многовитковой, номинальный ток возбуждения выбирают в 3—5 раз меньше номинального тока якоря. В этом случае сечение витков значительно уменьшается и появляется возможность применить изолированный провод (см. § 7.1), что снижает трудоемкость изготовления катушки. Корпусную изоляцию при этом выполняют на напряжение, определяемое источником в цепи независимого возбуждения (обычно 80—150 В).

Соединительные выводы катушек обмотки возбуждения выполняют либо из кабеля повышенной нагревостойкости, например РКГМ, либо из медных шин.

Катушки компенсационной обмотки (рис. 11.15) изготавливают из прямоугольной проволоки и шин, изолируют корпусной изоляцией, толщину которой выбирают по напряжению на коллекторе (для двигателей пульсирующего тока) или в контактной сети (для двигателей постоянного тока). Витковую изоляцию выполняют в виде прокладок. Готовую катушку при монтаже остова укладывают в открытые пазы главных полюсов, затем закрепляют клиньями. Катушки подсоединяют по схеме соединений остова гибкими (из медных плетеных проводников типа ПЩ) или жесткими шинными выводами. Применение гибких выводов практически исключает их повреждение в эксплуатации, что существенно повышает надежность двигателя.

Катушки обмотки возбуждения производят в трех вариантах: в моноблочном исполнении, с монолитной изоляцией и с немонолитной изо-

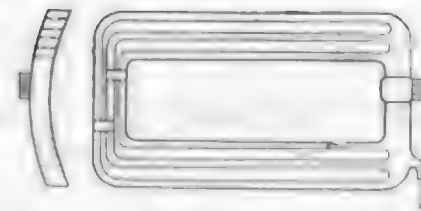


Рис. 11.15. Катушка компенсационной обмотки

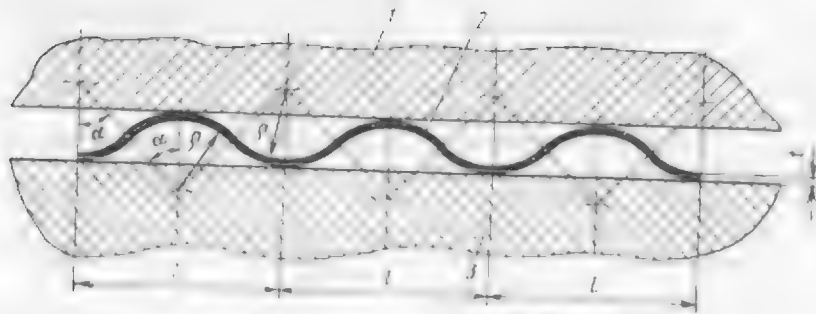


Рис. 11.16. Пружинная рамка:
1 — катушка; 2 — пружина; 3 — полюс

ляцией. В первом случае катушку пропитывают совместно с полюсом в терморезистивном компаунде и затем сушат. При этом заполняются все пустоты, улучшается теплоотдача. Такая изоляция имеет класс нагревостойкости F.

Во втором варианте катушку пропитывают и сушат отдельно, что приводит к уменьшению расхода компаунда, кроме того, отпадает необходимость в защите от компаунда поверхности сердечника, прилегающей к остову, и пазов для компенсационной обмотки. Эта изоляция также относится к классу нагревостойкости F.

При монолитной изоляции катушку пропитывают в термoplastичном компаунде. Такая изоляция в зависимости от применяемых материалов и компаундов может иметь класс нагревостойкости F или H. Крепление катушки обмотки возбуждения при моноблочном исполнении осуществляется благодаря адгезии. В остальных случаях между катушкой и ротором полюса устанавливают пружинную рамку, которая при затяжке полюсных болтов создает усилия, сжимающие катушку по высоте и удерживающие ее в неподвижном состоянии на сердечнике. Пружинная рамка (рис. 11.16) представляет собой две волнистые полосы из пружинистой стали толщиной 2—4 мм, соединенные поперечными планками.

Для предохранения изоляции от повреждений между катушками и сердечниками устанавливают стальные фланцы толщиной 1 мм. Чтобы рамка выполняла свои функции, ее размеры согласно [24] определяют в следующем порядке. Предварительно задаются числом пролетов пружины n . Обычно $n = 3 \div 5$.

Толщина пружины, мм,

$$t = 27,4 \sqrt{\frac{Q_{min} K_{ep} l}{[\sigma] b}}$$

где Q_{min} — минимальное усилие, которое должна обеспечивать пружина, кН;
 $Q_{min} = K_1 \omega m \cdot 10^{-3}$;
 $K_{ep} = 0,441$ при $n = 3$; $K_{ep} = 0,314$ при $n = 4$; $K_{ep} = 1/(n - 1)$ при $n \geq 5$;
 $l = L/n$ — длина пролета пружины, мм;
 $[\sigma] = 900$ МПа для стали марки 60С2А;
 b — ширина пружины, мм;

$K_1 = 3 \div 4$ — коэффициент запаса;

ω — уровень вибрационных ускорений, m/s^2 (при рамном подвешивании $\omega = 30 m/s^2$, при опорно-осевом $\omega = 120 \div 150 m/s^2$);

m — половина массы катушки, кг;

L — длина пружины, примерно равная длине прямолинейной части катушки, мм.

Радиус кривизны пружины, мм,

$$\rho = \frac{Et}{2[\sigma]}.$$

где E — модуль упругости стали, МПа; $E = 2,1 \cdot 10^5$ МПа.

Высота пружины, мм,

$$h = \frac{l}{2} \lg \frac{\alpha}{2} + t,$$

где $\alpha = \arcsin \frac{l}{4\rho}$.

Если нужно уменьшить h , то выбирают большее значение n .

Главные полюсы крепят к остову болтами с пружинными шайбами. На болты действуют тангенциальные силы от вращающего момента, магнитное притяжение и вес полюса с обмоткой. Магнитным притяжением пренебрегают, так как сила магнитного притяжения полюса к остову больше силы притяжения его к якору.

Вращающий момент $M_{вр}$ создает на каждом полюсе тангенциальную силу, Н,

$$F_{\tau} = M_{вр} / (pD_a).$$

Если эту силу перенести в точку закрепления полюса, то появится момент пары сил F_{τ} , F'_{τ} с плечом h_m и сдвигающая сила F'_s (рис. 11.17). Пара сил стремится повернуть полюс, сдвигающая сила — сместить его относительно остова. Учитывая возможность ударного приложения

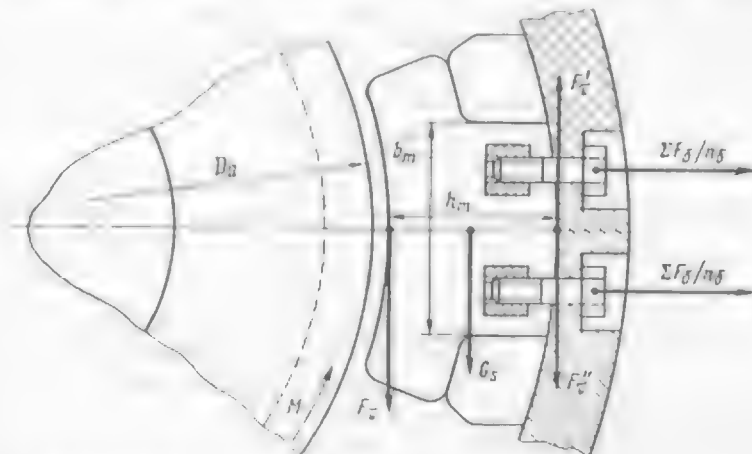


Рис. 11.17. К расчету крепления главных полюсов

вращающего момента, получим силу затяга всех болтов одного полюса, Н,

$$\Sigma F'_6 = 4mF_\tau h_m/b_m.$$

где m — кратность перегрузки по отношению к номинальному моменту (обычно $m = 2 \div 3$).

Для противодействия сдвигающей силе $2mF'_\tau$ затягом болтов должна быть создана сила трения $\mu_j \Sigma F'_6$. Таким образом, $\Sigma F''_6 = 2mF'_\tau/\mu_j$. Коэффициент трения стали по стали $\mu_j = 0,19$.

При прохождении рельсовых стыков на полюс воздействуют вертикальные ускорения, превышающие ускорение силы тяжести в $m_g = 12 \div 15$ раз для опорно-осевого подвешивания и в $m_g = 3$ раза — для рамного подвешивания и машин, установленных в кузове.

Сила, сдвигающая полюс, Н,

$$F_{G1} = m_g G_s.$$

где G_s — вес полюса с катушками, Н.

Для того чтобы обеспечить необходимую силу трения, сила затяга болтов, Н, должна быть

$$\Sigma F'''_6 = m_g G_s/\mu_j.$$

Болты должны быть рассчитаны на большую из этих сил затяга.

Необходимая сила затяга болтов $\Sigma F_6 = \max (\Sigma F'_6; \Sigma F''_6; \Sigma F'''_6)$. Напряжения в болтах

$$\sigma = \Sigma F_6/(n_b S_b),$$

где n_b — число болтов;

S_b — площадь сечения болта, мм².

Напряжения в болтах не должны превышать 200 МПа для применяемых сталей 45, 40Х, 35ХГСА. Болтов устанавливают не менее двух с резьбой не менее М16.

Добавочные полюсы. Они устанавливаются между главными полюсами и служат для улучшения условий коммутации.

В современных тяговых двигателях пульсирующего тока применяют сердечники добавочных полюсов, шихтованные из листов изолированной электротехнической стали толщиной 0,5 мм. Изоляция листов необходима для уменьшения вихревых токов и улучшения условий коммутации при пульсирующем токе.

В спрессованном состоянии листы сердечников добавочных полюсов удерживаются так же, как и листы сердечников главных полюсов. Для тяговых двигателей постоянного тока сердечники полюсов выполняют массивными путем фрезерования заготовки из стального проката. Для улучшения магнитной характеристики добавочных полюсов и увеличения перегрузочной способности тяговых двигателей в комплект сердечников входит также немагнитная прокладка, толщину которой ориентировочно выбирают на стадии проектирования и уточняют по результатам коммутационных испытаний.

Катушки добавочных полюсов наматывают из прямоугольной проволоки и шин, как правило, на узкое ребро, что обеспечивает хорошее

охлаждение обмотки и повышает ее прочность. Изоляция и технология ее нанесения применяются такие же, как и для катушек главного полюса.

Основная сила, действующая на болты добавочных полюсов, — сила притяжения добавочных полюсов к главным. Она определяется потоком рассеяния между главными и добавочными полюсами. Этот поток, создаваемый суммарной м.д.с. главных и добавочных полюсов, замыкается между их наконечниками, отстоящими друг от друга на расстоянии S , мм (рис. 11.18). М.д.с. добавочного полюса F_d , с одной стороны, совпадает по знаку с м.д.с. соседнего главного полюса, а с другой — имеет противоположный знак. Таким образом, поток рассеяния пропорционален $2 F_d$. Тогда сила магнитного притяжения, Н,

$$P_\mu = 10 (F_d/S)^2 b l_d,$$

где b — высота наконечника главного полюса, м;
 l_d — осевая длина полюса, м.

Сила затяга болтов, уравнивающая магнитную силу с 4-кратным запасом, Н,

$$F_{6d} = 4 P_\mu / k_d l_{6d}. \quad (11.20)$$

Для двигателей с опорно-осевым подвешиванием нужно рассчитать также режим конструкционной скорости. В этом режиме ток двигателя обычно не превышает 40—50 % номинального, поэтому силой P_μ можно пренебречь. Силу затяга болтов при этом находят по значению сдвигающих усилий, вызываемых вибрацией полюса. Применительно к наиболее тяжелому случаю, когда осевая линия добавочного полюса горизонтальна или близка к этому положению, имеем

$$P_{6d} = 490 m_d h_d / b_{md},$$

где m_d — масса добавочного полюса, кг.

Напряжения в болтах, МПа, определяют по наибольшей из полученных сил P_{6d} :

$$\sigma = P_{6d}/(n_b S_b).$$

Напряжения не должны превышать как для магнитных болтов, так и для болтов из немагнитной стали, 200 МПа.

Расчет прочности катушки при воздействии электродинамических сил. Известно, что между проводниками, по которым протекают электрические токи, возникают электродинамические силы (ЭС) взаимодействия этих токов. В нормальных режимах работы ТД эти силы не являются опасными для об-

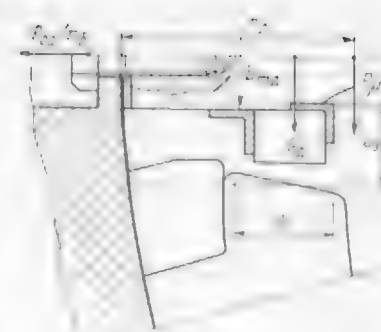


Рис. 11.18. К расчету крепления добавочных полюсов

моток полюсов. Однако в аварийных режимах, например при возникновении кругового огня на коллекторе, токи в проводниках полюсных катушек в 12—20 раз превышают номинальное значение и способны вызвать повреждение обмоток. Аварийные токи, несмотря на кратковременность их протекания (до отключения защиты и погасания дуги на контактах выключателя), вызывают деформацию прямолинейных участков витков катушек добавочных полюсов. Катушки главных полюсов практически не деформируются, так как имеют значительно большую жесткость.

При любом направлении вращения двигателя на витки одной из сторон катушки добавочного полюса действуют две силы, стремящиеся оторвать эту сторону от полюса: отталкивающее усилие от противоположной стороны той же катушки и притягивающее усилие ближайшей стороны катушки главного полюса. Согласно [25] нормальная к боковой поверхности полюса составляющая ЭС на единицу длины и высоты катушки добавочного полюса, Н/м²:

от поля главного полюса

$$q_r = k \left[0,25 \sin 2\alpha \ln \left| \frac{(a+h_r)^2 + 2(a+h_r)(b \sin \alpha - y \cos \alpha) + b^2 + y^2}{a^2 + 2a(b \sin \alpha - y \cos \alpha) + b^2 + y^2} \right| + \right. \\ \left. + \cos^2 \alpha \left(\operatorname{arctg} \frac{a+h_r+b \sin \alpha - y \cos \alpha}{b \cos \alpha + y \sin \alpha} - \operatorname{arctg} \frac{a+b \sin \alpha - y \cos \alpha}{b \cos \alpha + y \sin \alpha} \right) \right]; \quad (II.27)$$

от поля добавочного полюса

$$q_d = \frac{\mu_0 (I_d k_l w_d)^2}{2\pi h_d^3} \left(\operatorname{arctg} \frac{h_d - y}{b'_d} + \operatorname{arctg} \frac{y}{b'_d} \right). \quad (II.28)$$

В выражениях (II.27) и (II.28):

$$k = k_l^2 \mu_0 I_r I_d w_r w_d / (2\pi h_r h_d \cos \alpha), \text{ Н/м}^2;$$

$\alpha = 90^\circ / p$ — угол между осевыми линиями главного и добавочного полюсов;

b'_d — расстояние между осевыми линиями сторон катушки добавочного полюса, м;

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м};$$

I_r, I_d — токи в номинальном режиме и числа витков катушек главного и добавочного полюсов;

w_r, w_d — ширина катушек;

k_l — кратность амплитуды броска тока по отношению к его номинальному значению (для двигателей постоянного тока $k_l = 10$, для двигателей пульсирующего тока при ступенчатом регулировании напряжения $k_l = 20$, при плавном регулировании $k_l = 7$); остальные размеры см. на рис. II.19

Суммарная сила, отрывающая сторону катушки от добавочного полюса, Н,

$$F = I_d \int_0^{h_d} (q_r + q_d) dy. \quad (II.29)$$

Вычисления по формуле (II.29) можно произвести с помощью численного интегрирования. Упрощенно это можно сделать, определив по формулам (II.27) и (II.28) q_r и q_d при $y = 0,5 h_d$. Это эквивалентно за-

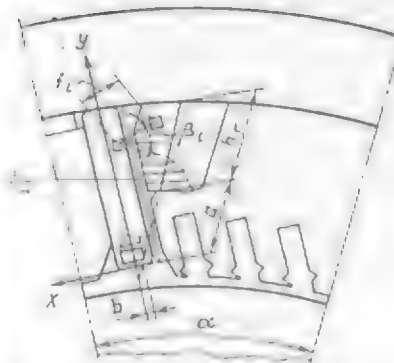


Рис. II.19. Расчетная схема прочностной катушки добавочного полюса

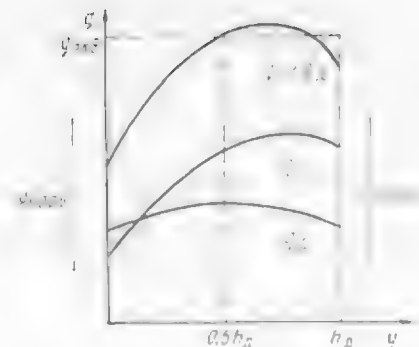


Рис. II.20. Распределение нагрузок от электродинамических сил по высоте катушки добавочного полюса

мене действительного распределения усилий по высоте катушки равномерным, как показано на рис. II. 20. Тогда

$$F \approx (q_r + q_d) l_d h_d. \quad (II.30)$$

Если добавочный полюс имеет немоноблочное исполнение, то напряжения в проводниках, МПа, с учетом коэффициента динамичности

$$\sigma_M = 1,5 F l_d / (w_d b_{Mд} h_{Mд}^2), \quad (II.31)$$

где $b_{Mд}, h_{Mд}$ — размеры поперечного сечения проводника катушки в направлении, перпендикулярном действию силы, и в направлении действия силы соответственно; все размеры в формуле (II.31) надо подставлять в миллиметрах (мм).

Допустимое значение напряжений $[\sigma_M] = 76 \text{ МПа}$. Если $\sigma_M > [\sigma_M]$, то необходимо либо изменить размеры поперечного сечения проводника катушки, либо снизить кратность амплитуды броска тока до значения $[k_l] = k_l \sqrt{[\sigma_M] / \sigma_M}$.

Если добавочный полюс имеет моноблочное исполнение, то сила F вызывает деформацию слоя изоляции между полюсом и катушкой. При этом возникают напряжения, МПа,

$$\sigma = 2F / (h_d l_d),$$

где h_d и l_d — в мм.

Допустимые напряжения в слое изоляции $[\sigma] = 0,31 \text{ МПа}$. При $\sigma > [\sigma]$ нужно уменьшать кратность амплитуды броска тока до $[k_l] = k_l \sqrt{[\sigma] / \sigma}$. Если снижение амплитуды броска тока невозможно, а напряжения в меди или в слое изоляции превышают допустимые, то применяют специальную крепящую обойму [86], изображенную на рис. II. 21. Такая конструкция ухудшает теплоотдачу от катушки добавочного полюса и повышает трудоемкость изготовления ТД, однако если защита в силовой цепи не может обеспечить требуемого снижения амплитуды броска тока, то обойма позволяет достаточно надежно защищать катушку от ЭС.

Для расчета прочности обоймы нужно определить силу, отрывающую катушку от полюса по формуле (II.29) или (II.30). Силу, стремящуюся сдвинуть катушку по направлению к остову, рассчитывают в следующем порядке. Усилие на единицу длины и высоты катушки, Н/м²,

$$q' = 0,5k \left[-\cos^2 \alpha \ln \left| \frac{(a+h_r)^2 + 2(a+h_r)(b \sin \alpha - y \cos \alpha) + b^2 + y^2}{a^2 + 2a(b \sin \alpha - y \cos \alpha) + b^2 + y^2} \right| + \sin 2\alpha \left(\arctg \frac{a+h_r+b \sin \alpha - y \cos \alpha}{y \sin \alpha - b \cos \alpha} - \arctg \frac{a+b \sin \alpha - y \cos \alpha}{y \sin \alpha - b \cos \alpha} \right) \right]. \quad (\text{II.32})$$

Сдвигающая сила, Н,

$$F' = l_d \int_0^{h_d} q' dy. \quad (\text{II.33})$$

Применяя описанное выше упрощение, получим

$$F' = q' l_d h_d. \quad (\text{II.34})$$

где q' определено по формуле (II.32) при $y = 0,5 h_d$.

Примем силы F и F' равномерно распределенными по соответствующим сторонам обоймы.

Порядок расчета обоймы, предложенный инж. М. М. Каликиным, рассмотрим на примере.

Пример. Исходные данные: $\psi_r = 11$; $\psi_d = 5$; $l_d = 380$ мм. Размеры обоймы по рис. II.21: $l_1 = 31$ мм; $l_2 = 40$ мм; $a = 5$ мм; толщина $t = 4$ мм. Осевая длина $L = 300$ мм.

Материал обоймы — алюминиевый сплав; допустимые напряжения $[\sigma] = 130,0$ МПа.

Модуль упругости $E = 0,7 \cdot 10^5$ МПа.

ЭС, действующие на обойму, $F = 20\,200$ Н; $F' = 14\,200$ Н.

Расчет. 1. Интенсивность нагрузок

$$q_1 = 2F/l_1 = 2 \cdot 20\,200/3,1 = 9160 \text{ Н/см};$$

$$q_2 = 2F/l_2 = 2 \cdot 20\,200/4,0 = 10\,100 \text{ Н/см}.$$

2. Момент сопротивления сечения обоймы

$$W = L t^3/6 = 30 \cdot 0,4^3/6 = 0,8 \text{ см}^3.$$

3. Коэффициенты взаимных перемещений в системе от действия единичных силовых факторов

$$\delta_{11} = (l_2 + 3l_1) l_2^3/3 = (4 + 3 \cdot 3,1) 4^3/3 = 70,93 \text{ см}^3;$$

$$\delta_{22} = (l_2 + a + 3l_1) (l_2 + a)^3/3 = (4 + 0,5 + 3 \cdot 3,1) (4 + 0,5)^3/3 = 93,2 \text{ см}^3;$$

$$\delta_{12} = \delta_{21} = -0,5 l_2^2 \left(\frac{2}{3} l_2 + a \right) +$$

$$l_1 l_2 (l_2 + a) = 0,5 \cdot 4^2 \left(\frac{2}{3} \cdot 4 + 0,5 \right) +$$

$$+ 4 \cdot 3,1 (4 + 0,5) = -81,1 \text{ см}^3;$$

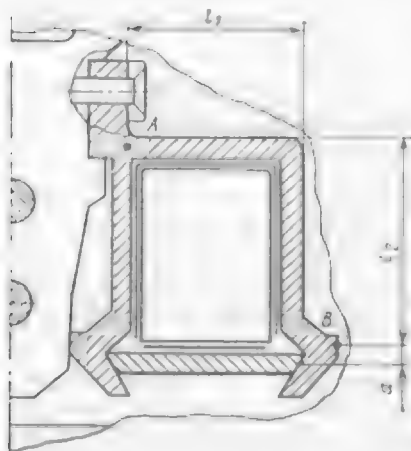


Рис. II.21. Крепление катушки добавочного полюса

$$\delta_1 = \frac{3q_2 l_2^3 (l_2 + 4l_1) + 4q_1 l_2 l_1^3}{24} = \frac{3 \cdot 10\,100 \cdot 4^3 (4 + 4 \cdot 3,1) + 4 \cdot 9160 \cdot 0,4 \cdot 3,1^3}{24} = -1\,504\,000 \text{ Н} \cdot \text{см}^3;$$

$$\delta_2 = 0,5 \left[q_2 l_2^2 \left(\frac{1}{4} l_2^2 + \frac{1}{3} a l_2 + l_1 l_2 + a l_1 \right) + \frac{1}{3} q_1 l_1^3 (l_2 + a) \right] = 0,5 \left[10\,100 \cdot 4^2 \left(\frac{1}{4} 4^2 + \frac{1}{3} 0,5 \cdot 4 + 3,1 \cdot 4 + 0,5 \cdot 3,1 \right) + \frac{1}{3} 9160 \cdot 3,1^3 \cdot 4,5 \right] = 1\,706\,000 \text{ Н} \cdot \text{см}^3.$$

4. Реакции в опорах

$$x_1 = \frac{\delta_2 \delta_{12} - \delta_1 \delta_{22}}{\delta_{11} \delta_{22} - \delta_{12}^2} = \frac{1\,706\,000 (-81,1) - (-1\,504\,000) 93,2}{70,93 \cdot 93,2 - 81,1^2} = 69\,200 \text{ Н};$$

$$x_2 = \frac{\delta_1 \delta_{21} - \delta_2 \delta_{11}}{\delta_{11} \delta_{22} - \delta_{12}^2} = \frac{1\,706\,000 (-81,1) - (-1\,504\,000) 70,93}{70,93 \cdot 93,2 - 81,1^2} = 42\,000 \text{ Н}.$$

5. Изгибающий момент в точке А от ЭС

$$M_A = -x_2 (l_2 + a) + x_1 l_2 - \frac{q_2 l_2^2}{2} - \frac{q_1 l_1^2}{2} = -42\,000 (4 + 0,5) + 69\,200 \cdot 4 - \frac{10\,100 \cdot 4^2}{2} - \frac{9160 \cdot 3,1^2}{2} = -36\,000 \text{ Н} \cdot \text{см}.$$

6. Напряжения в сечении, соответствующем точке А,

$$\sigma_A = M_A/W = -36\,000/0,8 = -450 \text{ МПа}.$$

Эти напряжения превышают допустимые, поэтому обойму нужно подвергнуть деформации при установке. В этом случае предварительные напряжения будут вычитаться из напряжений от ЭС. Однако напряжения предварительной деформации обоймы также не должны превышать допускаемого значения, поэтому максимально допустимое значение напряжений в точке А $[\sigma_A] = 2[\sigma] = 2 \cdot 130 = 260$ МПа. Чтобы обеспечить снижение σ_A до указанного значения, момент сопротивления сечения обоймы нужно увеличить путем ее утолщения. Обычно это делают только вблизи места заделки (в районе точки А), например сопрягая стенки обоймы по радиусу (см. рис. II.21). При увеличении толщины обоймы ее необходимо значение

$$t' = t \sqrt{\sigma_A/[\sigma_A]} = 4 \sqrt{450/260} = 5,3 \text{ мм},$$

при этом $\sigma'_A = [\sigma_A]$.

7. Требуемый предварительный отгиб точки В обоймы (см. рис. II. 21)

$$\delta_B = \frac{2(\sigma'_A - [\sigma]) (l_2^2 + 3l_1 l_2)}{3Et} = \frac{2(260 - 130) (4^2 + 3 \cdot 3,1 \cdot 4)}{3 \cdot 0,7 \cdot 10^5 \cdot 0,53} = 0,12 \text{ см} = 1,2 \text{ мм}.$$

Таким образом, предварительный отгиб обоймы $\delta_B = 1,2$ мм. Если в п. 6 напряжения σ_A не превышают допустимых $[\sigma_A]$, то в формулу для вычисления δ_B подставляют вместо σ'_A и t' соответственно σ_A и t .

§ 9.3. Подшипниковые узлы

Якорные подшипники двигателей опорно-осевого подвешивания работают в условиях сложного взаимодействия сил, обусловленных постоянной нагрузкой от массы якоря, переменной нагрузкой от силы тяги, силы одностороннего магнитного притяжения, динамическими нагрузками, возникающими в результате динамических ускорений двигателя и якоря, его дисбаланса, неточности изготовления и износа зубчатой передачи, угловых ускорений колесной пары относительно якоря.

В подшипниковый узел, встраиваемый в подшипниковый щит, входят, кроме подшипника, упорные втулки, внутренние и наружная крышки и лабиринтное кольцо. В электровозных двигателях опорно-осевого подвешивания применяют радиальные якорные подшипники с короткими цилиндрическими роликами тяжелой серии типа 42400 и средней серии типа 42300.

В осевом направлении подшипник фиксируют на валу втулками, в щите крышками, которые образуют камеры для заполнения смазкой. Подшипниковые крышки со щитом крепят болтами и шпильками.

На надежность работы подшипников большое влияние оказывает система уплотнения подшипниковых камер, которая должна исключать выдавливание смазки из подшипниковых камер и предотвращать проникновение в них внешних загрязнений.

В тяговых двигателях применяют только уплотнения гидравлического типа как горизонтальные, так и вертикальные, принцип действия которых основан на образовании в зазоре между элементами уплотнений гидравлических перегородок. Преимущество таких уплотнений состоит в том, что они не имеют трущихся и изнашивающихся деталей. Но их надежность сильно зависит от точности зазоров в лабиринтах.

Конструкции подшипниковых узлов, применяемых в тяговых двигателях, поясняются рис. 11.22. С внутренней стороны двигателя эти узлы имеют комбинированные лабиринтно-канавочные уплотнения, наружные расширительные камеры которых через дренажные отверстия в подшипниковом щите сообщаются с атмосферой, что спо-

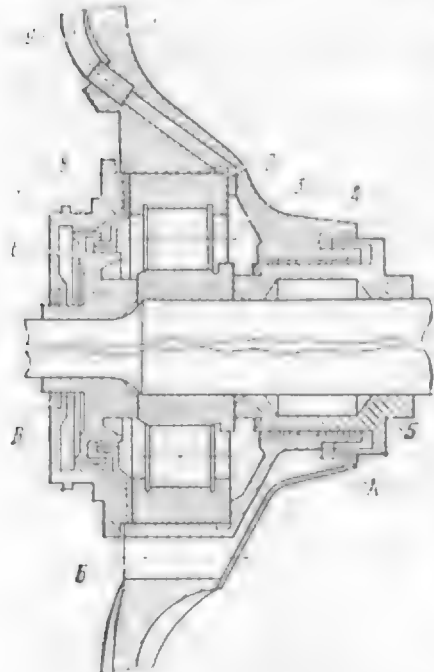


Рис. 11.22. Подшипниковый узел:

1 — подшипниковый щит; 2 — роликовый подшипник; 3 — камера для смазки; 4 — расширительные камеры; 5 — втулка; 6 — кольцо; 7 — крышка подшипника; 8 — кольцо; 9 — трубка для добавления смазки; Б — дренажное отверстие (наличие смазки в камерах А и Б недопустимо)

собствует выравниванию давления в подшипниковых камерах и позволяет устранить выдавливание смазки разностью давлений, возникающей в работающей машине при продувке через нее вентилирующего воздуха. Многоходовой извилистый зазор образуется со стороны коллектора подшипниковым щитом и втулкой, а со стороны против коллектора — крышкой и втулкой. С наружной стороны подшипники также имеют комбинированные лабиринтно-канавочные уплотнения, образуемые кольцами и крышкой. Жировые канавки уплотнений заполняются смазкой.

Одна из задач расчета подшипников — найти приведенное усилие, эквивалентное по эффекту усталости деталей подшипника всей совокупности приложенных переменных нагрузок. Другой задачей расчета является определение долговечности подшипника, т. е. срока службы подшипника до появления первых признаков усталости его элементов, выражающихся в усталостном выкрашивании рабочих поверхностей дорожек качения колец и роликов.

Ниже приведена методика расчета якорных подшипников [26] для случая опорно-осевого подвешивания, двусторонней передачи.

1. Статическая нагрузка на шестерню, кН,

$$P_{\text{стп}} = \alpha \beta \cdot 33\,000 P_{\infty} \mu / (n_{\infty} D_z),$$

где α — коэффициент, учитывающий пульсацию тока (при $K_n < 0,1$ $\alpha = 1$, при $K_n > 0,1$ $\alpha = 1 + 0,67 K_n^2 - 0,38 K_n^3$);

β — коэффициент использования мощности локомотива (ориентировочно $\beta = 0,65$);

P_{∞} и n_{∞} — мощность и частота вращения в продолжительном режиме;

D_z — диаметр делительной окружности зубчатого колеса, мм.

2. Динамическая составляющая от небаланса якоря, кН,

$$N_a = 3,7 m_a (n_{\text{max}} / 1000)^2 \cdot 10^{-4},$$

где m_a — масса якоря, кг.

3. Нагрузка от колебаний тягового двигателя, кН,

$$P_{\text{дтл}} = m m_a \cdot 10^{-2},$$

где m — коэффициент, учитывающий усредненные динамические условия работы двигателя (при опорно-осевом подвешивании $m = 1$).

4. Динамические нагрузки на консольную часть вала, кН,

$$P_{\text{шд}} = (y_1 + y_2) \frac{10}{l} \left(\frac{m_a \mu}{D_z} \right)^2,$$

где y_1 и y_2 — коэффициенты, учитывающие динамические нагрузки соответственно на зуб шестерни от колебаний колесной пары и от неточности изготовления и износа зубчатой передачи; $y_1 = 6,5 +$

$+ 35 y_{\text{max}} / \sqrt{Q_n}$ (здесь Q_n — масса необремененных частей, приходящихся на одну колесную пару, приблизительно определяется как сумма массы колесной пары и половины массы двигателя; масса колесной пары магистрального электровоза 3500 кг);

$$y_2 = (2,5 n_{\text{max}} / 1000)^2.$$

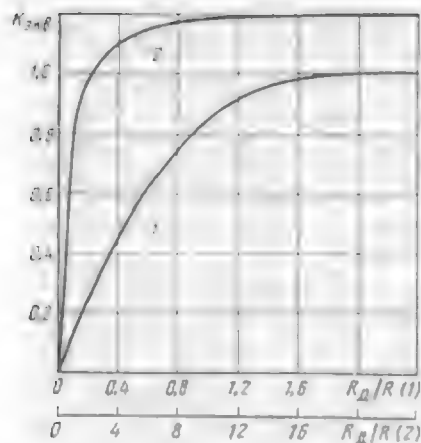


Рис. 11.23. Зависимости $K_{эв}$ (R_d/R)

5. Статические опорные реакции, кН,
при движении колесной парой вперед:

$$R_{сн1} = 0,013 \frac{a}{l} m_a + \lambda P_{шр};$$

$$R_{сн2} = 0,013 \frac{b}{l} m_a - \theta P_{шр},$$

где λ и θ — коэффициенты, учитывающие возможную неравномерность распределения нагрузки между двумя шестернями: $\lambda = 0,55$; $\theta = -0,55$;

при движении двигателем вперед:

$$R_{сн2} = |0,007 a m_a / l - \lambda P_{шр}|;$$

$$R_{сн1} = |0,007 b m_a / l + \theta P_{шр}|.$$

6. Опорные реакции от динамических нагрузок, кН:

$$R_{снд} = \sqrt{(P_{снд})^2 + (\theta P_{шд})^2 + [\theta |b P_{снд} P_{шд} / l|]}$$

$$R_{шд} = \sqrt{(a P_{снд} / l)^2 + (\lambda P_{шд})^2 + [\lambda a P_{снд} P_{шд} / l]}.$$

7. Динамические коэффициенты безопасности:

$$K_{бсн1} = 1 + (K_{эв сн1} R_{снд} + N_{л}) / R_{сн1}; \quad K_{бсн2} = 1 + (K_{эв сн2} R_{снд} + N_{л}) / R_{сн2};$$

$$K_{бш1} = 1 + (K_{эв ш1} R_{шд} + N_{л}) / R_{ш1}; \quad K_{бш2} = 1 + (K_{эв ш2} R_{шд} + N_{л}) / R_{ш2},$$

где $K_{эв}$ находится по рис. 11.23 в зависимости от соответствующего отношения [например, $K_{эв сн1} (R_{снд}/R_{сн1})$; $K_{эв ш2} (R_{шд}/R_{ш2})$].

8. Приведенные нагрузки на подшипники, кН:

$$Q_{сн1} = R_{сн1} K_{бсн1}; \quad Q_{сн2} = R_{сн2} K_{бсн2}; \quad Q_{ш1} = R_{ш1} K_{бш1}; \quad Q_{ш2} = R_{ш2} K_{бш2}.$$

9. Эквивалентные нагрузки на подшипники, кН:

$$Q_{экв ш} = \sqrt[10/3]{0,5 Q_{ш1}^{10/3} + 0,5 Q_{ш2}^{10/3}}; \quad Q_{экв сн} = \sqrt[10/3]{0,5 Q_{сн1}^{10/3} + 0,5 Q_{сн2}^{10/3}}.$$

10. Расчетная долговечность подшипников, млн. оборотов, или км: со стороны выхода охлаждающего воздуха

$$L = (C \cdot 10^{-3} / Q_{экв ш})^{10/3}$$

$$L_k = L \pi D_{ш} \cdot 10^3 / \mu,$$

где C — динамическая грузоподъемность рассчитываемого подшипника (табл. 11.2);

$D_{ш}$ — диаметр ведущего колеса, м;

со стороны входа охлаждающего воздуха (сторона коллектора)

$$L = (C \cdot 10^{-3} / Q_{экв сн})^{10/3}$$

или

$$L_k = L \pi D_{ш} \cdot 10^3 / \mu.$$

Требуемая расчетная долговечность должна быть не менее 3 млн. км. Для односторонней передачи с приводом первой группы при равном подвешивании тягового двигателя расчет проводят аналогично со следующими замечаниями: п. 1 $P_{шр} = 0$; п. 3 $m = 0,7$; п. 4 — при наличии эластичных элементов в приводе y_1 и y_2 уменьшаются в 2,25 раза; при приводе с карданным валом $y_1 = y_2 = 0$; п. 5 — независимо от направления движения:

$$R_{шк} = 0,013 a m_a / l;$$

$$R_{сн} = 0,013 b m_a / l.$$

При односторонней передаче и опорно-осевом подвешивании тягового двигателя коэффициенты θ и λ учитывают размеры вала якоря: $\theta = c/l$; $\lambda = 1 + c/l$ (здесь l — расстояние между подшипниками; c — см. рис. 11.8).

При односторонней передаче в случае, когда $R_{сн1} < 0,3 R_{сн2}$, следует принимать $R_{сн1} = 0,37 R_{сн2}$. При равном подвешивании с приводом второй группы расчет ведется, как при односторонней передаче и опорно-осевом подвешивании тягового двигателя.

В качестве моторно-осевых подшипников, посредством которых тяговые двигатели при опорно-осевом подвешивании опираются на движущуюся колесную пару, как правило, применяются подшипники скольжения. Для обеспечения возможности монтажа двигателя на ось без съема с нее колес они выполняются разъемными.

Вкладыши подшипника 1 и 9 (рис. 11.24) изготавливают из латуны с заливкой баббитом Б16 или БН. Шапки моторно-осевых подшипников привертывают четырьмя болтами к остову двигателя.

Смазку моторно-осевых подшипников осуществляют польстерной подачей, т. е. посредством фитильной подушки. Устройство, приме-

Таблица 11.2. Однорядные радиальные подшипники с короткими цилиндрическими роликами

Обозначение	Габаритные размеры, мм	Динамическая грузоподъемность С, Н	Максимальная частота вращения, об/мин	Обозначение	Габаритные размеры, мм	Динамическая грузоподъемность С, Н	Максимальная частота вращения, об/мин
32134	170×260×42	275 000	2200	42330	150×320×65	675 000	2000
32140	200×310×51	380 000	2000	42428	140×360×82	805 000	1600
32318	90×190×43	242 000	3200	62313	65×140×33	138 000	4500
32326	130×280×58	539 000	2000	62318	90×190×43	242 000	3200
32328	140×300×62	594 000	2000	62320	110×215×47	303 000	2800
32330	150×320×65	675 000	2000	62330	150×320×65	781 000	2000
32332	160×340×68	710 000	2000	62417	85×210×52	319 000	3000
32419	95×240×55	419 000	2600	92314	70×150×35	151 000	4000
32424	120×310×72	644 000	2000	92317	85×180×41	212 000	3400
32426	130×340×78	745 000	2000	92320	100×215×47	303 000	2800
32617	85×180×60	297 000	3000	92417	85×210×52	319 000	3000

Примечание. Подшипники серии 32000 (без бортов на внутреннем кольце) не воспринимают осевую нагрузку, серий 62000 и 92000 — фиксирующие (с одним бортом на внутреннем кольце) воспринимают осевую нагрузку, серия 42000 (с одним бортом на внутреннем кольце) воспринимают небольшую осевую нагрузку.

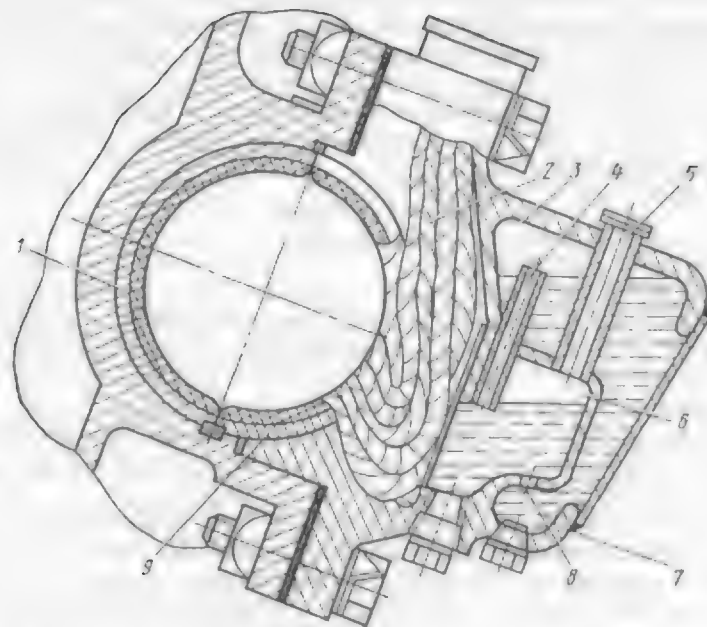


Рис. 11.24. Моторно-осевой подшипник

няемое для смазки, поддерживает в подшипниках постоянный уровень смазки. В буксе 7 имеются две сообщающиеся камеры 3 и 6. В масло камеры 6 погружена пружина 2. Камера 3 заполнена маслом и нормально не имеет сообщения с атмосферой. По мере расходования смазки уровень ее в камере 6 понижается. Когда он станет ниже конца трубки 4, воздух поступает через эту трубку в верхнюю часть камеры 3, перегоняя из нее масло через отверстие 8 в камеру 6. В результате уровень масла в камере 6 повышается и закрывает нижний конец трубки 4. После этого камера 3 опять будет разобщена с атмосферой и перетекание масла из нее в камеру 6 прекратится. Таким образом, пока в запасной камере 3 есть масло, уровень его в камере 6 не будет понижаться. Для надежной работы этого устройства необходимо обеспечить герметичность камеры 3. Буксу заправляют маслом по трубке 5 под давлением при помощи специального шланга с наконечником.

§ 9.4. Щеточная траверса и крепление щеток

Траверсы и щеткодержатели тягового двигателя работают в условиях постоянных динамических воздействий и электрических перегрузок. Поэтому к их конструкции и технологии изготовления предъявляют достаточно жесткие требования, которые сводятся к обеспечению: высокой механической прочности траверсы, щеткодержателей и их кронштейнов; высокой электрической прочности изоляции кронштейнов; равномерного расположения щеткодержателей по окруж-

ности коллектора без перекосов относительно продольной его оси и относительно рабочей поверхности по высоте щеток; высокой износостойкости корпуса щеткодержателя и других деталей; равномерного и постоянного нажатия на щетки во всем диапазоне износа.

Для надежного закрепления траверсы в тяговом двигателе ее корпус делают разрезным со специальным разжимным устройством, а сопрягаемые поверхности траверсы и подшипникового щита выполняют коническими, с помощью чего при осевом закреплении траверсы ликвидируется радиальный зазор и обеспечивается посадка с натягом. В осевом направлении траверса закреплена фиксатором, установленным прогиб верхнего коллекторного люка, и прижата к подшипниковому щиту двумя стопорными устройствами.

Для удобства обслуживания щеточного узла и установки щеток на нейтраль траверса сделана поворотной. С этой целью по ободу траверсы имеет зубья, входящие в зацепление с зубьями шестерни поворотного механизма. После установки нейтрали траверса удерживается в определенном положении специальным фиксатором, входящим в паз планки, закрепленной болтами на корпусе траверсы.

Корпус траверсы стальной, швеллерного сечения, отлит из стали 25Л1 (ГОСТ 977—75). На корпусе траверсы закреплены кронштейны щеткодержателей с пальцами и щеткодержатели. От конструкции кронштейнов зависит надежность и жесткость крепления щеткодержателей.

В тяговых двигателях электровозов устанавливают разъемные и неразъемные кронштейны. Неразъемные кронштейны изготавливают совместно с пальцами, которые изолированы от корпуса слюдой, эпоксидной смолой или пресс-массой АГ-4. В разъемных кронштейнах пальцы выполняют отдельно от корпуса. В этом случае палец представляет собой стальную шпильку, опрессованную пресс-массой АГ-4. С целью тягового двигателя траверса соединена кабелями, прикрепленными к двум верхним кронштейнам. Кронштейны соединены друг с другом изолированными медными шинами, закрепленными на корпусе траверсы стальными скобами.

Щеткодержатель (рис. 11. 25) состоит из корпуса 1, имеющего окна для щеток, и нажимных пальцев 7 с резиновыми гасителями. Корпус и нажимные пальцы отлиты из латуни. Нажатие нажимных пальцев на щетки 2 создают цилиндрические пружины 3, прикрепленные одним концом к оси 6, вставленной в отверстие корпуса щеткодержателя, другим — к оси на нажимном пальце.

Цилиндрические пружины в отличие от ранее применявшихся плоских спиральных пружин обеспечивают большее постоянство нажатия на щетки во всем диапазоне допустимого их износа, более компактны, просты в изготовлении и значительно удобнее в обслуживании.

Исходными данными для расчета пружины щеткодержателя являются геометрические размеры щетки и щеткодержателя и давление на щетку, которое принимается для тяговых двигателей при опорно-осевом подвешивании равным $p_{\text{ш}} = 3 \div 5 \text{ Н/см}^2$, при рамном подвешивании $p_{\text{ш}} = 2 \div 3,5 \text{ Н/см}^2$.

Номинальное нажатие на щетку, Н.

$$P = p_{\text{шт}} l_{\text{шт}} b_{\text{шт}},$$

где $l_{\text{шт}}$ и $b_{\text{шт}}$ — длина и ширина щетки, см.

В соответствии с намеченным эскизом щеткодержателя (рис. 11.26) определяют:

H_1 и H_2 — плечи действия нажатия P при новой и изношенной щетках относительно оси вращения нажимного пальца;

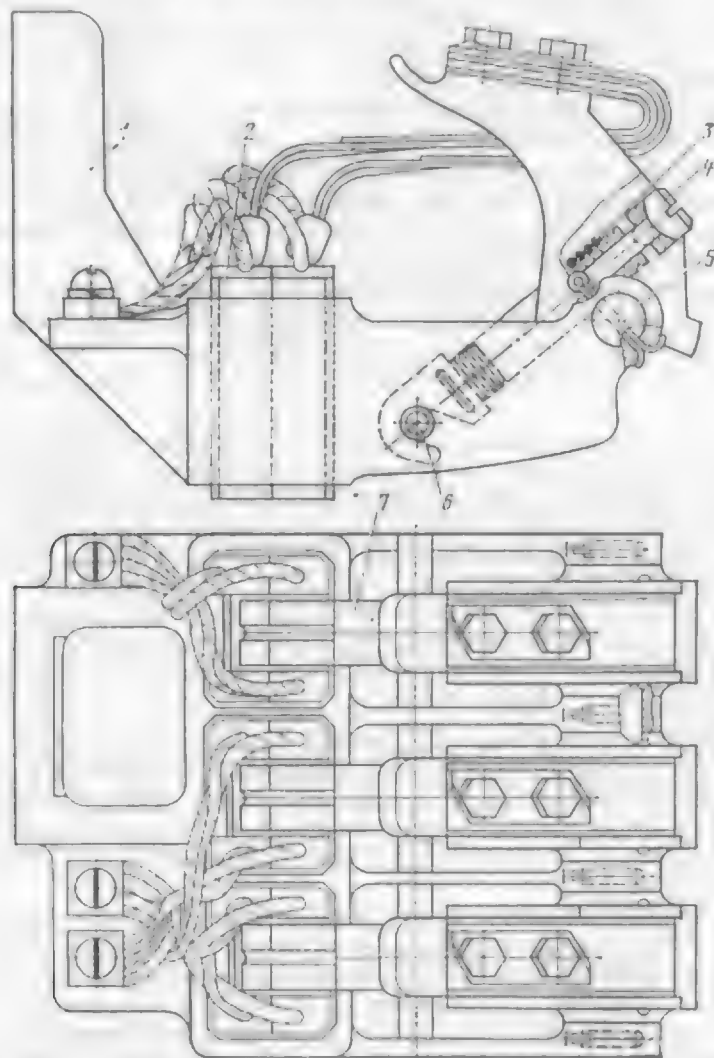


Рис. 11.25. Щеткодержатель:

1 — корпус; 2 — щетка; 3 — пружина; 4 — регулировочный винт; 5, 6 — оси; 7 — нажимной палец

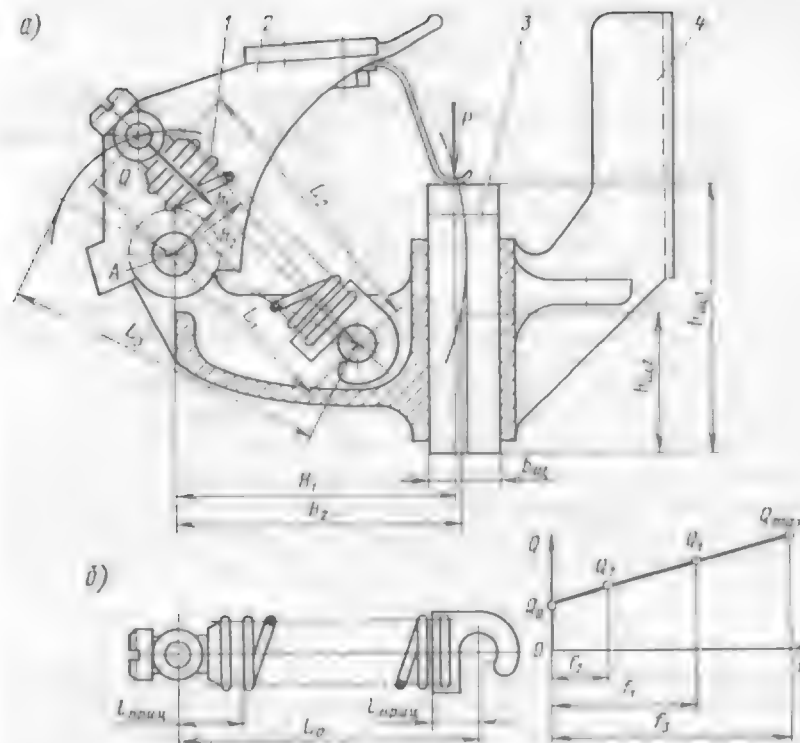


Рис. 11.26. К расчету пружины щеткодержателя:

а — щеткодержатель; б — пружина и ее характеристики; 1 — пружина; 2 — палец; 3 — щетка; 4 — корпус

h_1 и h_2 — плечи действия силы Q — нажатия пружины относительно точки A при новой и изношенной щетках;

L_1 и L_2 — расстояния по оси пружины между точками ее закрепления на корпусе и обойме нажимного пальца;

L_3 — максимальное расстояние между точками закрепления пружины в мертвом положении нажимного пальца.

Осевое усилие пружины при новой щетке, Н

$$Q_1 = PH_1/h_1.$$

Из условия равенства давлений при новой и изношенной щетках определяют усилие пружины при изношенной щетке, Н

$$Q_2 = PH_2/h_2.$$

Расчетная жесткость пружины, Н/мм

$$z_p = (Q_1 - Q_2) / (L_1 - L_2).$$

Усилие пружины при максимальном растяжении, Н

$$Q_3 = Q_1 + z_p (L_3 - L_1).$$

$$d = 1,6 \sqrt{Q_3 C \kappa / [\tau]}, \quad (11.35)$$

где $C = D_{\text{ср}}/d$ — индекс пружины (для тяговых двигателей $C = 4 \div 6$);
 κ — коэффициент кривизны витка, зависящий от индекса C ; $\kappa = (4C + 2)/(4C - 3)$;
 $[\tau]$ — допустимые касательные напряжения в материале пружины:
 $[\tau] = (0,4 \div 0,6) \sigma_B$; $\sigma_B = 1400 \div 1600$ МПа для стали 60С2А;
 $D_{\text{ср}} = D_H - d$ — средний диаметр навивки пружины [принимает предварительное исходя из габаритных размеров (по диаметру) с учетом ограничения по C].

Таким образом, варьируя C , легко определить диаметры проволоки и навивки пружины, удовлетворяющие выражению (11.35). Расчетное число рабочих витков пружины

$$n_p = G d^3 / (8 D_{\text{ср}}^3 z_p),$$

где G — модуль сдвига стали: $G = 8,1 \cdot 10^4$ МПа.

Полученное число витков округляют с точностью до $1/2$ или $1/4$ в зависимости от способа зацепления пружины. По принятому числу рабочих витков n_p определяют фактическую жесткость пружины $z_{\text{ф}} = G d^3 / (8 D_{\text{ср}}^3 n_{\text{ф}})$ и уточняют значения Q_2 и P_2 при изношенной щетке:

$$Q_2 = Q_1 - (I_1 - I_2) \cdot L_2 = Q_2 h_2 H_2,$$

Для построения характеристики пружины необходимо определить растяжение (ход) пружины для двух фиксированных значений нагрузки, например Q_1 и Q_2 . Следует учитывать, что при изготовлении пружины методом холодной навивки между ее витками в ненагруженном состоянии имеется начальное натяжение. Его можно регулировать в процессе изготовления (при навивке и термической обработке). Обычно задают предварительно

$$Q_0 = (0,2 \div 0,3) Q_3.$$

С учетом изложенного рассчитывают ход пружины, мм, и ее усилие H :

$$\begin{aligned} l_1 &= (Q_1 - Q_0) / z_{\text{ф}}; \\ l_2 &= (Q_2 - Q_0) / z_{\text{ф}} = l_1 - (I_1 - I_2) \cdot L_1 = l_1 - l_2; \\ l_3 &= l_1 + L_3 - L_1; \quad Q_3 = l_3 z_{\text{ф}}. \end{aligned}$$

После выполнения расчетов проверяют вписываемость пружины в габариты щеткодержателя по осевой длине. Фактически эта проверка сводится к определению длины прицепов $2l_{\text{приц}} = L_1 - l_1 - n_p d$. Если полученная осевая длина недостаточна для размещения прицепов, то следует или несколько увеличить Q_0 , или увеличить $D_{\text{ср}}$.

НАГРЕВАНИЕ И ОХЛАЖДЕНИЕ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Глава 10. РАСЧЕТ ПОТЕРЬ

§ 10.1. Основные потери в обмотках и в стали

Рабочая температура обмоток тяговых двигателей ограничена классом нагревостойкости применяемой изоляции (см. § 7.3), следовательно, нагрев является фактором, влияющим на номинальную мощность проектируемой электрической машины.

Температура, до которой нагреваются элементы машины, зависит от мощности греющих потерь, качества применяемых изоляционных материалов и скоростей обдува теплоотдающих поверхностей охлаждающим воздухом. Таким образом, перед расчетом нагрева необходимо определить потери в различных элементах машины и произвести вентиляционный расчет.

Потери в обмотках. Во всех обмотках электрических машин основные потери вызываются протеканием по ним тока. Суммарные потери для коллекторных машин при последовательном возбуждении, Вт,

$$\Delta P_M = I_a^2 (r_a + r_d + \beta r_n + r_{\text{ко}}), \quad (11.1)$$

где I_a — ток якорной цепи, А;
 $r_a, r_d, r_{\text{ко}}$ — сопротивления обмоток якоря, добавочных полюсов, возбуждения и компенсационной соответственно, Ом. При определении потерь для расчета к. п. д. и характеристик двигателя сопротивления обмоток согласно ГОСТ 2582—81 должны быть приведены к температуре 115 °С;
 β — коэффициент возбуждения.

При независимом возбуждении, Вт

$$\Delta P_M = I_a^2 (r_a + r_d + r_{\text{ко}}) + I_n^2 r_n, \quad (11.2)$$

где I_n — ток обмотки возбуждения, А.

Для асинхронных тяговых двигателей, Вт

$$\Delta P_M = m_1 [I_{1\text{ф}}^2 r_1 + (I_2^2 / r_2)], \quad (11.3)$$

где m_1 — число фаз обмотки статора;
 $I_{1\text{ф}}$ — ток фазы статора, А;
 r_1 — сопротивление фазы статора, Ом;
 I_2, r_2 — ток, А, и сопротивление, Ом, ротора, приведенные к обмотке статора (см. главу 31).

Потери в стали. Основные потери в стали связаны с прохождением переменного основного потока по магнитной цепи машины. Они возникают, следовательно, в зубцах и ярме якоря коллекторных ТД и в зубцах и ярме статора АД. Так как частота перемагничивания ротора

АТД очень мала (0,5—2 Гц), то потерями в нем от основного потока можно пренебречь.

Основные потери в стали состоят из потерь на гистерезис и вихревые токи. Потери на гистерезис пропорциональны площади петли гистерезиса электротехнической стали, частоте перемагничивания f и квадрату индукции B . Толщина стального листа на этот вид потерь оказывает незначительное влияние.

Потери на вихревые токи, пропорциональные значению $(fB)^2$, существенно возрастают при увеличении толщины стального листа и уменьшаются с ростом удельного электрического сопротивления электротехнической стали (при возрастании процентного содержания кремния). Потери на вихревые токи резко увеличиваются при наличии заусенцев, переполюсов, межлистовую изоляцию, а гистерезисные потери — вследствие наклепа после штамповки. Точно учесть это увеличение расчетным путем невозможно, поэтому в формулы для расчета потерь вводят эмпирические коэффициенты.

В тяговом электромашиностроении для коллекторных ТД применяют эмпирическую формулу для определения потерь в стали якоря, Вт,

$$\Delta P_{ca} = K_{xx} (m_a p_a + m_z p_z), \quad (III.4)$$

где m_a — масса стали яра якоря, кг; $m_a = \frac{\pi}{4} [(D_a - 2h_n)^2 - D_i^2 - m_k d_k^2] l_a K_c \gamma_c$ (здесь γ_c — плотность, равная 7850 кг/м³); m_z — масса стали зубцов якоря, кг; $m_z = [\pi (D_a - h_n) - Z b_n] \times h_n l_a K_c \gamma_c$; D_n, D_i, l_a — наружный и внутренний диаметры и длина пакета сердечника якоря, м; h_n, h_n — ширина и высота паза якоря, м; $K_c = 0,94 \div 0,97$ — коэффициент заполнения пакета якоря сталью (см. § 7.2); Z — число пазов якоря; m_k, d_k — число вентиляционных каналов в яре якоря и их диаметр, м; p_a — удельные потери в яре, Вт/кг: $p_a = [0,044f + 5,6 (f/100)^2] \times B_a^2$; p_z — удельные потери в зубцах, Вт/кг: $p_z = [0,044f + 5,6 (f/100)^2] B_z^2$; B_n, B_z — индукции в яре и зубцах, Тл; $K_{xx} \approx 0,8 \sqrt{p_{1,5/50}}$ — эмпирический коэффициент, учитывающий увеличение потерь в стали из-за неидеальности шихтовки, наклепа при штамповке, а также все виды добавочных потерь холостого хода; $p_{1,5/50}$ — удельные потери в электротехнической стали при $B = 1,5$ Тл и $f = 50$ Гц, Вт/кг (см. приложение II).

Несколько более точное значение потерь в стали можно получить, разбивая зубцовый слой по высоте на два и более участков (см. пример расчета коллекторного тягового двигателя).

При тепловых расчетах используют формулу (III.4). Для определения к. п. д. требуется значение основных потерь в стали машины, которые превышают потери в якоря на 10—30%:

$$\Delta P_c = (1,1 \div 1,3) \Delta P_{ca}. \quad (III.5)$$

Ориентировочно можно принять

$$\Delta P_c = 1,15 \Delta P_{ca}. \quad (III.6)$$

Другие потери для тепловых расчетов коллекторных двигателей вычисляют по формулам § 10.2.

Потери в стали асинхронного тягового электродвигателя, Вт,

$$\Delta P_c = C_n (m_{a1} p_{a1} + m_{z1} p_{z1}), \quad (III.7)$$

где m_{a1} — масса яра статора, кг: $m_{a1} = \frac{\pi}{4} [D_a^2 - (D_1 + 2h_{n1})^2 - m_{n1} d_{n1}^2] l_a K_c \gamma_c$; m_{z1} — масса зубцов статора, кг: $m_{z1} = [\pi (D_1 + h_{n1}) - Z_1 b_{n1}] \times h_{n1} l_a K_c \gamma_c$; D_a, D_1 — наружный и внутренний диаметры пакета статора, м; p_{a1} — удельные потери в яре статора, Вт/кг: $p_{a1} = p_{1,50} (f/50)^{1,5} \times B_{a1}^2$; p_{z1} — удельные потери в зубцах статора, Вт/кг: $p_{z1} = p_{1,50} (f/50)^{1,5} B_{z1}^2$; C_n — коэффициент, учитывающий увеличение потерь в стали в зависимости от формы пазов статора; при открытых пазах статора и короткозамкнутом роторе $C_n = 2,56 + 0,4 Z_2/Z_1$; если применены магнитные клинья на статоре, то значение C_n следует уменьшить на 10 %; Z_1, Z_2 — числа пазов статора и ротора; B_{a1}, B_{z1} — индукции в яре и зубцах статора, Тл, причем B_{z1} определяется с учетом уплощения кривой индукции (см. пример расчета АТД).

§ 10.2. Добавочные потери

Добавочные потери в АТД рассмотрены в разделе VII.В коллекторных ТД добавочные потери возникают при нагрузке. Это потери в меди (коммутационные и от главного пазового поля) и потери в стали, вызванные искажением магнитного поля реакцией якоря.

Коммутационные потери возникают при изменении во время коммутации потока пазового рассеяния, пронизывающего секции обмотки якоря. Эти потери, Вт,

$$\Delta P_k = (K_\Phi - 1) I_a^2 r_a. \quad (III.8)$$

В выражении (III.8) K_Φ — коэффициент Фильда. Согласно [2]

$$K_\Phi = 1 + 0,425 m^2 \xi^2 \psi l_a / l_{op},$$

где m — число слоев проводников по высоте паза: $m = 2n_k n_y / n_x$ (здесь n_k — число коллекторных пластин на паз; n_x — число проводников по ширине паза; n_y — число элементарных проводников в эффективном); ξ — приведенная высота проводника: $\xi = h_{np} \sqrt{\Sigma b_m \pi f \lambda_m \mu_0 / b_n}$ (здесь h_{np} — высота элементарного проводника, м; Σb_m — общая ширина проводников в пазу (по ширине паза), м; $f = pn/60$ — частота перемагничивания якоря, Гц; λ_m — удельная электропроводность меди при ожидаемой температуре, (Ом · м)⁻¹; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная проницаемость; b_n — ширина паза, м; при температуре 115 °С $\xi = 12,8 h_{np} \sqrt{\Sigma b_m f / b_n}$;

ψ — коэффициент, учитывающий демпфирование вихревых токов: $\psi = 1,8/(2 + \mu)$ [здесь $\mu = \frac{31\rho(u_n + \gamma - a/p)}{K\xi^2}$; K — число коллекторных пластин; γ — щеточное перекрытие; a — число параллельных ветвей обмотки];

l_{cpa} — средняя длина проводника якоря, м.

Потери в меди от поперечного пазового поля по [27], Вт,

$$\Delta P_{мдоб} = 3,3 \pi N l_a^2 B_{qcp}^2 b_m h_{np}^2 \lambda_m, \quad (III.9)$$

где N — число проводников якоря;

B_{qcp} — среднее значение индукции в пазу от поперечной составляющей поля, Тл: $B_{qcp} = \frac{8\mu_0 F_z}{\pi^2 b_n} \sqrt{\sum_{K'=1,3,5} \frac{\cos^2(K' \cdot 4\pi p/Z)}{(K')^2}} \approx F_z \times \cos(4\pi p/Z) 10^{-6}/b_n$;

F_z — падение м. д. с. в зубцовом слое якоря, А.

Добавочные потери в обмотке возрастают примерно пропорционально h_{np}^2 , а основные потери — обратно пропорциональны h_{np} , поэтому увеличение высоты элементарного проводника якоря не всегда приводит к уменьшению суммарных потерь в обмотке.

При определенном значении $h_{np} = h_{кр}$ суммарные потери в обмотке минимальны, а при $h_{np} > h_{кр}$ они возрастают, что приводит к увеличению нагрева якоря и нерациональному расходу меди обмотки. Величину $h_{кр}$ называют *критической высотой проводника*, превышение которой нецелесообразно. Вычисление $h_{кр}$ в общем виде приводит для коллекторных машин к сложным формулам, поэтому удобнее осуществлять проверку выбранного значения h_{np} , давая ему некоторое приращение (например, выбрать следующее по ГОСТ 434—78 значение h'_{np}). Если при h'_{np} суммарные потери в обмотке якоря меньше, чем при h_{np} , то $h_{np} < h_{кр}$.

Поверхностные потери в стали якоря от зубчатости полюса по [27], Вт,

$$\Delta P_{по} = \frac{K'_{обр} \Delta \sigma_{ста} l_{ко} (pZ_{ко} B_\delta n)^{1,5} (b_n K_{\delta ко} / \delta_{гн})^2 Z l_a K_c K_{\alpha n}}{\sqrt{\alpha_\delta \rho_a / H_\delta}} 10^{-9}, \quad (III.10)$$

где $K'_{обр}$ — коэффициент, учитывающий увеличение потерь при обработке поверхности якоря; для ТД $K'_{обр} \approx 1$, так как поверхность якоря не обрабатывается;

$\Delta \sigma_{ста}$ — толщина электротехнической стали якоря, м;

$l_{ко}$ — зубцовый шаг компенсационной обмотки, м;

$Z_{ко}$ — число пазов компенсационной обмотки на полюс;

B_δ — индукция в воздушном зазоре, Тл;

$K_{\delta ко}$ — коэффициент, обусловленный зубчатостью главного полюса;

$\delta_{гн}$ — зазор под главным полюсом, м;

$K_{\alpha n}$ — коэффициент добавочных потерь при открытых пазах якоря и главного полюса: $K_{\alpha n} = \frac{8\alpha_z^2}{\pi^2} \left[\frac{\cos^2(0,5\pi\alpha_z)}{(1 - \alpha_z^2)^2} + \frac{\sin^2(0,5\pi\alpha_z)}{2(4 - \alpha_z^2)^2} \right]$.

$\alpha_z = 2b_{z1}/l_{ко}$;

b_{z1} — ширина коронки зуба якоря, м;

α_δ — расчетный коэффициент полюсного перекрытия;

ρ_a — удельная электропроводность электротехнической стали: $\rho_a \approx 0,25 \cdot 10^{-6}$ Ом · м;

H_δ — напряженность пульсирующего магнитного поля, определяемая из кривой намагничивания стали якоря по значению B_δ , А/м.

Потери $\Delta P_{ва}$ необходимо учитывать при $\delta_{гн} \leq 2$ мм. Если $\alpha_z = 1$ или 2, то при вычислении $K_{\alpha n}$ появляется неопределенность вида 0/0.

Раскрыв ее, получаем

$$K_{\alpha n} = \begin{cases} 0,545 & \text{при } \alpha_z = 1; \\ 0,61 & \text{при } \alpha_z = 2. \end{cases}$$

Пульсационные потери в зубцах якоря по [27], Вт,

$$\Delta P_{пуль} = K_{обр} \frac{\Delta \sigma_{ста}^2}{24\rho_a} \omega_{zко}^2 B_{pz1/2}^2 Z \alpha_\delta h_n b_{z1/2} l_a \times \\ \times K_{ca} = K_{обр} \frac{\Delta \sigma_{ста}^2}{24\rho_a \gamma_c} \omega_{zко}^2 B_{pz1/2}^2 \alpha_\delta m_z, \quad (III.11)$$

где $K_{обр}$ — коэффициент, учитывающий влияние обработки на пульсационные потери; для ТД можно принять $K_{обр} \approx 1$;

$B_{pz1/2}$ — амплитуда пульсационной составляющей индукции в зубцах якоря, Тл: $B_{pz1/2} = b_m^2 B_{z1/2} / [2(5\delta_{гн} + b_m) l_1]$;

b_m — ширина илина компенсационной обмотки, м;

$\omega_{zко}$ — круговая частота пульсации потока в якоря, с⁻¹: $\omega_{zко} = \frac{2p \pi Z_{ко} n}{30 \alpha_\delta}$;

$Z_{ко}$ — число пазов компенсационной обмотки на один полюс;

$l_1 = \pi D_n / Z$ — зубцовый шаг якоря, м.

Общие потери в стали якоря являются суммой потерь, определенных по формулам (III.4), (III.10) и (III.11):

$$\Sigma \Delta P_{ca} = \Delta P_{ca} + \Delta P_{ва} + \Delta P_{пуль}, \quad (III.12)$$

Добавочные потери при нагрузке можно приближенно определить по ГОСТ 2582—81:

$$\Delta P_{доб} = K_d \Delta P_c, \quad (III.13)$$

где K_d — коэффициент добавочных потерь, зависящий от тока в обмотке якоря I_a (рис. III.1).

Величина $\Delta P_{доб}$ [см. выражение (III.13)] включает в себя потери, определенные по формулам (III.8) и (III.9).

Для теплового расчета якоря используют добавочные потери в меди, рассчитанные по формулам (III.8) и (III.9), а для расчета к. п. д. и характеристик ТД применяют менее трудоемкий способ вычисления по формуле (III.13).

§ 10.3. Коэффициент полезного действия

В предыдущих параграфах приведены формулы для расчета «греющих» потерь, т. е. потерь, определяющих нагрев обмоток. Кроме того, в тяговых двигателях имеются потери, практически не влияющие на

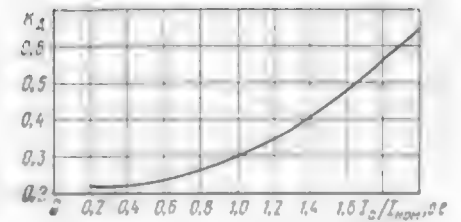


Рис. III.1. Зависимость коэффициента добавочных потерь от тока в обмотке якоря

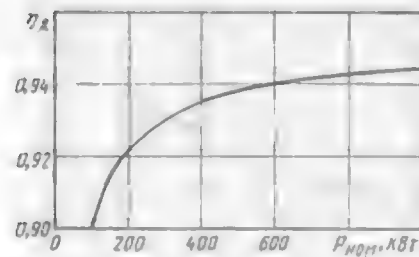


Рис 111.2. Зависимость к. п. д. тяговых двигателей от номинальной мощности

нагрев обмоток. На их покрытие затрачивается мощность, подводимая к машине. Это потери на трение в подшипниках, а для коллекторных двигателей, кроме того, потери на трение щеток о коллектор и в переходном слое под щетками.

Потери на трение в подшипниках (с учетом трения ротора о воздух), Вт,

$$\Delta P_{\text{подш}} = 0,002 P_1, \quad (111.14)$$

где P_1 — подводенная к двигателю мощность, Вт; для коллекторных ТД $P_1 = UI_a$, для АТД $P_1 = 3U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi$.

Потери на трение щеток о коллектор, Вт,

$$\Delta P_{\text{тщ}} = 100 \Sigma S_{\text{тщ}} p_{\text{тщ}} f_{\text{тр}} v_{\text{к}}, \quad (111.15)$$

где $\Sigma S_{\text{тщ}}$ — общая площадь прилегания щеток к коллектору, см²;
 $p_{\text{тщ}}$ — давление на щетку; для ТД опорно-осевого подвешивания $p_{\text{тщ}} = 0,03 \div 0,05$ МПа, для ТД рамного подвешивания и машин, установленных в кузове электровоза, $p_{\text{тщ}} = 0,025 \div 0,035$ МПа;
 $f_{\text{тр}} = 0,15 \div 0,17$ — коэффициент трения щеток по коллектору; для щеток ЭГ-61А $f_{\text{тр}} = 0,1$;
 $v_{\text{к}}$ — окружная скорость коллектора, м/с.

Потери в переходном слое под щетками, Вт,

$$\Delta P_{\text{пер}} = \Delta U_{\text{тщ}} I_a, \quad (111.16)$$

где $\Delta U_{\text{тщ}}$ — падение напряжения в щеточном контакте, В ($\Delta U_{\text{тщ}} \approx 2$ В практически для щеток всех типов, применяемых в электровозостроении).

Потери на вентиляцию, Вт,

$$\Delta P_{\text{вент}} = QH \eta_{\text{вент}}, \quad (111.17)$$

где Q — расход воздуха, м³/с;
 H — полный напор, Па; определение этих величин описано в § 11.1 и 12.2;
 $\eta_{\text{вент}}$ — к. п. д. вентилятора ($\eta_{\text{вент}} = 0,15$ — для встроенного вентилятора, при независимой вентиляции $\eta_{\text{вент}} = 0,5$).

Потери на вентиляцию входят в сумму потерь для определения к. п. д. только при самовентиляции.

Сумма потерь, Вт, для тяговых двигателей: коллекторных

$$\Sigma \Delta P = \Delta P_{\text{м}} + \Delta P_{\text{с}} + \Delta P_{\text{доб}} + \Delta P_{\text{тщ}} + \Delta P_{\text{пер}} + \Delta P_{\text{подш}}; \quad (111.18)$$

асинхронных

$$\Sigma \Delta P = \Delta P_{\text{м}} + \Delta P_{\text{с}} + \Delta P_{\text{доб}} + \Delta P_{\text{подш}}. \quad (111.19)$$

К.п.д. двигателя

$$\eta_d = 1 - \Sigma \Delta P / P_1, \quad (111.20)$$

где $P_1 = \begin{cases} UI_a & \text{— для коллекторных ТД при последовательном возбуждении;} \\ UI_a + I_a^2 r_{\text{в}} & \text{— то же при независимом возбуждении;} \\ m_1 U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi & \text{— для АТД.} \end{cases}$

Ориентировочная зависимость к.п.д. электродвигателя от его мощности приведена на рис. 111. 2.

Глава 11. РАСЧЕТ НАГРЕВА ОБМОТОК ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 11.1. Задача теплового расчета и определение необходимого расхода охлаждающего воздуха

Задача теплового расчета. Определение превышения температуры обмоток машины над температурой окружающего воздуха в заданном режиме работы необходимо для проверки правильности выбора класса нагревостойкости изоляции и электромагнитных нагрузок.

Для тяговых двигателей магистральных электровозов основными расчетными режимами являются продолжительный и кратковременный (часовой). Тяговые двигатели промышленных электровозов рассчитывают на кратковременный режим работы (15 и 30 мин). Мотор-компрессоры работают в повторно-кратковременном режиме, а остальные вспомогательные машины — в продолжительном.

В основе тепловых расчетов электрических машин лежит метод эквивалентных тепловых схем [29]. С помощью этого метода можно решать задачу вычисления превышения температуры элементов электрической машины в любом режиме работы. Для расчета продолжительного режима схема замещения должна состоять из тепловых сопротивлений между рассматриваемыми элементами и между элементами и охлаждающим воздухом. Схемы для расчета кратковременного и повторно-кратковременного режимов должны учитывать, кроме того, теплоемкости элементов.

На основе тепловых схем с малым числом элементов можно получить аналитические решения для расчета искомых превышений температур. Более сложные схемы решаются методами, известными из курса ТОЭ, как правило, с применением ЭВМ.

Определение необходимого расхода охлаждающего воздуха. Воздух, продуваемый через машину, отводит тепло от охлаждаемых поверхностей. Из уравнения теплового баланса следует, что в продолжительном режиме работы потери, возникающие в машине, Вт, полностью переходят к охлаждающему воздуху, т. е.

$$\Sigma \Delta P_{\text{м}} = 2c_v \gamma_v \theta_v Q, \quad (111.21)$$

где c_n — удельная теплоемкость воздуха; $c_n = 1000 \text{ Дж}/(^{\circ}\text{C} \cdot \text{кг})$;
 γ_n — плотность воздуха при нормальном атмосферном давлении и температуре 50°C ; $\gamma_n = 1,1 \text{ кг}/\text{м}^3$;
 θ_n — средний подогрев охлаждающего воздуха (половина разницы температур охлаждающего воздуха на входе и выходе машины), $^{\circ}\text{C}$;
 Q — расход воздуха, $\text{м}^3/\text{с}$.

Если выразить потери в киловаттах, а расход воздуха в метрах в кубе в минуту, то из уравнения (III.21) получим средний подогрев охлаждающего воздуха, $^{\circ}\text{C}$,

$$\theta_n = 27/K_n, \quad (\text{III.22})$$

где $K_n = Q/\Sigma \Delta P_{\infty}$ — коэффициент вентилированности, $\text{м}^3/(\text{мин} \cdot \text{кВт})$.

Превышение температуры воздуха на выходе должно находиться в пределах $20-35^{\circ}\text{C}$ для машин с независимой вентиляцией и $30-40^{\circ}\text{C}$ — при самовентилиации, при этом из уравнения (III.22) получаем $K_n = (1,55 \div 2,7)$ и $(1,35 \div 1,8)$ соответственно.

Требуемый расход воздуха, $\text{м}^3/\text{мин}$,

$$Q = K_n \Sigma \Delta P_{\infty}. \quad (\text{III.23})$$

В выражении (III.23) суммарные потери в продолжительном режиме ориентировочно $\Sigma \Delta P_{\infty} = P_1 (1 - \eta_d)$; коэффициент η_d находим по рис. III.2, P_1 — из уравнения (III.20).

Для двигателей с самовентилиацией расход воздуха Q можно найти лишь ориентировочно. В этих машинах расход охлаждающего воздуха уточняется по размерам вентилятора и аэродинамическим сопротивлениям воздухопроводов (см. главу 12).

По результатам теплового и аэродинамического расчетов может потребоваться корректировка значения Q . При этом следует учитывать, что при $Q > 100 \text{ м}^3/\text{мин}$ изменение расхода воздуха на $\pm 1 \text{ м}^3/\text{мин}$ вызывает снижение или увеличение нагрева обмоток примерно на $0,5-0,7^{\circ}\text{C}$, а при $Q \leq 100 \text{ м}^3/\text{мин}$ — на 1°C .

§ 11.2. Основы теплового расчета

Расчет нагрева элементов электрической машины связан с решением уравнения теплового баланса, которое для однородного тела без учета излучения тепла имеет вид

$$C \frac{d\theta}{dt} = \alpha S \theta + P, \quad (\text{III.24})$$

где $C = c m_T$ — полная теплоемкость тела, $\text{Дж}/^{\circ}\text{C}$;
 c — удельная теплоемкость, $\text{Дж}/(^{\circ}\text{C} \cdot \text{кг})$;
 m_T — масса тела, кг ;
 θ — превышение температуры тела над температурой окружающей среды, $^{\circ}\text{C}$;
 α — коэффициент теплоотдачи, $\text{Вт}/(^{\circ}\text{C} \cdot \text{м}^2)$;
 S — поверхность теплоотдачи, м^2 ;
 P — мощность источника нагревания, Вт ;
 t — время нагревания, с .

В общем случае расчета нагрева электрической машины уравнения типа (III.24) составляют для всех рассчитываемых элементов машины, при этом учитывают теплопередачу между отдельными элементами.

Уравнение (III.24) описывает электрическую машину как однородное тело с одинаковой температурой по всему объему. Решение этого уравнения практической ценности не представляет, так как в тяговых двигателях температуры различных узлов существенно неодинаковы, однако с его помощью можно уяснить основные закономерности нагревания. Известно, что мощность источника нагревания в рассматриваемом случае состоит из потерь в стали и обмотках. Потери в обмотках увеличиваются по мере нагревания из-за увеличения электрического сопротивления. Таким образом, уравнение (III.24) является нелинейным дифференциальным уравнением, так как его правая часть является функцией искомого переменного θ . Определим зависимость P от θ . Имеем

$$\Delta P_{\text{эл}} = \Delta P_{\text{эл}20^{\circ}} [1 + \alpha_t (t_n - 20^{\circ})],$$

где $\Delta P_{\text{эл}20^{\circ}}$ — потери в обмотках при 20°C ;

α_t — температурный коэффициент сопротивления материала обмотки, $1/^{\circ}\text{C}$;

t_n — температура нагрева, $^{\circ}\text{C}$.

Учитывая, что $\theta = t_n - 25^{\circ}$, получим

$$\Delta P_{\text{эл}} = \Delta P_{\text{эл}20^{\circ}} (1 + 5\alpha_t) + \Delta P_{\text{эл}20^{\circ}} \alpha_t \theta. \quad (\text{III.25})$$

Окончательно

$$P = \Delta P_1 + \Delta P_{\text{эл}20^{\circ}} \alpha_t \theta. \quad (\text{III.25}')$$

где $\Delta P_1 = \Delta P_c + \Delta P_{\text{эл}20^{\circ}} (1 + 5\alpha_t)$ — часть потерь, не зависящая от θ .

Подставим значение P из уравнения (III.25') в уравнение (III.24). После некоторых преобразований получим

$$C \frac{d\theta}{dt} + (\alpha S - \Delta P_{\text{эл}20^{\circ}} \alpha_t) \theta = \Delta P_1. \quad (\text{III.26})$$

Из выражения (III.26) следует, что рост потерь при нагревании эквивалентен некоторому уменьшению поверхности теплоотдачи. Уравнение (III.26) является линейным, его решение

$$\theta = \theta_{\text{уст}} [1 - \exp(-t/T)], \quad (\text{III.27})$$

где T — постоянная времени нагревания, с ; $T = C/(\alpha S - \Delta P_{\text{эл}20^{\circ}} \alpha_t)$.

Установившееся превышение температуры (при $t \rightarrow \infty$)

$$\theta_{\text{уст}} = \Delta P_1 / (\alpha S - \Delta P_{\text{эл}20^{\circ}} \alpha_t). \quad (\text{III.28})$$

Как видно из выражения (III.28), при $\alpha_t \Delta P_{\text{эл}20^{\circ}} \rightarrow \alpha S$ значения θ неограниченно возрастают, а при дальнейшем увеличении $\Delta P_{\text{эл}20^{\circ}}$ становятся отрицательными, что не соответствует реальным физическим процессам, происходящим при нагревании электрических машин. Это несоответствие вызвано тем обстоятельством, что уравнение теплового баланса (III.24) не учитывает передачу тепла излучением, которая при рабочих температурах пренебрежимо мала, но возрастает пропорционально четвертой степени абсолютной температуры и при температуре нагрева $350-400^{\circ}\text{C}$ играет значительную роль в общем тепловом ба-

Таблица III.1. Значения коэффициента $K_{\text{вент}}$

Удельная мощность потерь от относительно земли U_c , В	Время работы, мин		
	15	30	60
$U_c \leq 1500$	0,69—0,74	0,8—0,83	0,935—0,945
$1500 < U_c \leq 3000$	0,67—0,71	0,77—0,8	0,915—0,93

лание. Столь высокие температуры недопустимы, поэтому при проектировании ТД должно соблюдаться условие

$$\Delta P_{\text{эл } 20^\circ} < \alpha S / \alpha_t. \quad (\text{III.29})$$

Здесь под S следует понимать общую поверхность, отдающую тепло охлаждающему воздуху.

При любых методах тепловых расчетов, когда учитывают зависимость электрических потерь от температуры и пренебрегают излучением, могут возникать ситуации, при которых значения θ получаются отрицательными. Это соответствует недопустимо большим превышениям температуры в реальном ТД и требует снижения тепловых нагрузок либо путем увеличения теплоотдающей поверхности, либо путем уменьшения электрических потерь.

Как видно из выражения (III.27), кривая нагревания является экспонентой. Однако анализ опытных данных показывает, что кривые нагревания реальных ТД несколько отличны от экспоненты, что связано с зависимостью коэффициента теплоотдачи от θ . Это обстоятельство в тепловых расчетах обычно не учитывают.

В связи с низкой точностью и большой трудоемкостью расчета неустановившихся тепловых режимов для ТД обычно рассчитывают нагрев в продолжительном режиме работы. При необходимости определения тока в кратковременных режимах работы, который дает практически тот же нагрев, что и в продолжительном режиме, пользуются зависимостью

$$I_{\text{кр}} = I_{\infty} / K_{\text{вент}}, \quad (\text{III.30})$$

где $I_{\text{кр}}$, I_{∞} — токи кратковременного и продолжительного режимов соответственно;

$K_{\text{вент}}$ — коэффициент вентиляции, установленный на основании опытных данных (табл. III.1).

Тепловые расчеты являются наименее точными из всех, применяемых для ТД. Это объясняется недостоверностью имеющихся сведений о коэффициентах теплопроводности и теплоотдачи, а также большими технологическими разбросами, возникающими из-за непостоянства свойств изоляционных и пропиточных материалов. В связи с этим расчетное значение θ должно быть на 5—10 °С ниже допустимого по классу нагревостойкости изоляции.

§ 11.3. Упрощенный метод теплового расчета

Основные соотношения. Основы этого метода разработаны для якоря и полюсов коллекторных тяговых двигателей А. Б. Иоффе [2] при использовании эквивалентных тепловых схем с малым числом элемен-

тов (4—5 шт.). В дальнейшем метод был несколько модифицирован на основе опытных данных. Здесь приводятся расчетные алгоритмы, в которых учтена зависимость потерь от нагрева.

Скорость охлаждающего воздуха, м/с, которая определяет значение коэффициента теплоотдачи, можно приближенно вычислить следующим образом (другой вариант приближения дан в § 27.2):

относительно охлаждаемых поверхностей катушек главных и добавочных полюсов

$$v_k = Q / (60 S_1), \quad (\text{III.31})$$

где Q — расход охлаждающего воздуха по (III.23);
 S_1 — суммарная площадь сечения аксиальных каналов для прохода воздуха, м²; $S_1 = \pi m_n d_n^2 / 4 + 0,12 (D_o^2 - D_a^2)$;
 m_n , d_n — число и диаметр, м, вентиляционных каналов в якоре;
 D_o , D_a — внутренний диаметр остова и наружный диаметр якоря, м; при некруглом остове D_o — диаметр расточки в остове под главные полюса;

относительно охлаждаемых поверхностей якоря и компенсационной обмотки

$$v_{\text{якв}} = \sqrt{v_{a\infty}^2 + v_k^2}, \quad (\text{III.32})$$

где $v_{a\infty}$ — линейная скорость якоря в продолжительном режиме, м/с; $v_{a\infty} = \pi D_a n_{\infty} / 60$;
 n_{∞} — частота вращения якоря в продолжительном режиме, об/мин.

Для АТД

$$v_{\text{якв}} = Q / (60 \Sigma S_{\text{якв}}), \quad (\text{III.33})$$

где $\Sigma S_{\text{якв}}$ — суммарная площадь сечения всех аксиальных вентиляционных каналов статора и ротора, а также поперечного сечения воздушного зазора, м² (при воздушном зазоре менее 2,5 мм можно считать, что воздух через него не идет, и не учитывать площадь сечения зазора при подсчете $\Sigma S_{\text{якв}}$).

Среднее значение коэффициента теплоотдачи, Вт/(°С·м²).

$$\alpha = \begin{cases} 30 + 2,4v, & \text{если } v < 54 \text{ м/с;} \\ 160, & \text{если } v \geq 54 \text{ м/с.} \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Вместо v в формулу (III.34) подставляют v_k по (III.31) при расчете катушек, а в остальных случаях — $v_{\text{якв}}$ по (III.32) или (III.33).

Обмотка зубчатого якоря коллекторного двигателя.

1. Приведенный периметр паза, м:
для клинового крепления обмотки

$$p' = 2h_n + 1,33 b_n;$$

для бандажного крепления обмотки

$$p' = 2(h_n + b_n),$$

здесь b_n , h_n — ширина и глубина паза, м.

2. Эффективная толщина изоляции, м,

$$b_{из а} = b_{внут} + b_{внеш}.$$

где $b_{внут} = \frac{n_x - 1}{4} b'_{из};$

$$b_{внеш} = \frac{b_{из а} n_x (n_x - 1) b'_{из}}{2},$$

b_m, n_x — размер проводника по ширине паза и число проводников.

3. Удельная теплопроводность изоляции, Вт/(°С·м²),

$$\lambda_{из а} = \Delta_{из} / b_{из а},$$

где $\Delta_{из}$ — коэффициент теплопроводности изоляции (см. § 7.3).

4. Превышение температуры меди обмотки над окружающим воздухом получим, решая систему уравнений:

$$\theta_m = \frac{\sum \Delta P_m \left[1 + \frac{\alpha}{\lambda_{из а} \rho'} \left(t_1 + \frac{m_k d_k}{2Z} \right) + \sum \Delta P_{ca} \left(1 + \frac{\alpha}{\lambda_{из а} \rho'} t_1 \frac{l_a}{l_a} \right) \right]}{\alpha_n \pi [D_a (l_a + l_n) + m_k d_k l_a \cdot 2]} K_{от} + \theta_n;$$

$$t_r = 1 + 0,004 (\theta_m + 5).$$

где $\sum \Delta P_m = \Delta P_m + \Delta P_{м доб} + \Delta P_k.$

Тогда

$$\theta_m = (1,02 A' + B') / (1 - 0,004 A'). \quad (III.35)$$

В выражении (III.35)

$$A' = (\Delta P_{ма} + \Delta P_n) C' K_{от} D',$$

где $\Delta P_{ма} = I_{a \infty}^2 r_{a, 20} (1 + 0,5 K_f K_\phi)$, Вт;

$r_{a, 20}$ — сопротивление обмотки якоря при 20 °С, Ом (см. § 18.5);

$K_f = 0,25 \div 0,3$ — коэффициент пульсации тока якоря, для ТД постоянного тока $K_f = 0$.

Коэффициент Фильда K_ϕ вычисляют только для ТД пульсирующего тока в следующем порядке (геометрические размеры в м):

приведенная высота проводника $\xi = 118 h_{пр} \sqrt{b_m / b_n};$

функции приведенной высоты $\varphi(\xi)$ и $\psi(\xi)$ при $\xi \leq 1$ и $\xi \geq 2$ находят по упрощенным зависимостям, а при $1 < \xi < 2$ расчет необходимо вести по более сложным формулам, справедливым во всем диапазоне изменения параметра ξ :

$$\varphi(\xi) = \begin{cases} 1 + \frac{4}{45} \xi^4 & \text{при } 0 < \xi \leq 1; \\ \frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi} & \text{при } 0 < \xi \leq \infty; \\ \xi & \text{при } \xi > 2; \\ \xi^4/3 & \text{при } 0 < \xi < 1; \end{cases}$$

$$\psi(\xi) = \begin{cases} 2\xi \frac{\operatorname{sh} \xi - \sin \xi}{\operatorname{ch} \xi + \cos \xi} & \text{при } 0 < \xi < \infty; \\ 2\xi & \text{при } \xi > 2; \end{cases}$$

$$K_\phi = \left[\varphi(\xi) + \frac{m^2 - 1}{3} \psi(\xi) - 1 \right] l_a / l_n + 1,$$

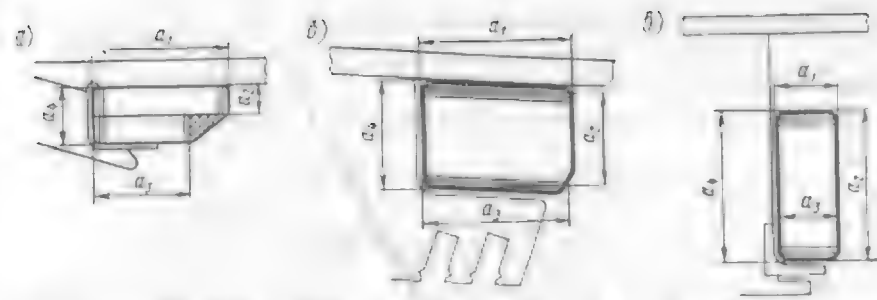


Рис. III.3. К тепловому расчету катушек главного (а, б) и добавочного (в) полюсов

где m — число слоев проводников по высоте паза: $m = 2u_{np} n_x$ (здесь n_x — число элементарных проводников по высоте эффективного); l_n, l_N — соответственно длины якоря и полувитка секции (см. § 18.5).

Значение ΔP_k определяют по формуле (III.8), причем вместо r_n подставляют $r_{a, 20}$; $C' = 1 + \frac{\alpha}{\lambda_{из а} \rho'} \left(t_1 + \frac{\pi m_k d_k}{2Z} \right)$, здесь α находят по (III.34), причем вместо v нужно подставлять $v_{нн}$ по формуле (III.32); $t_1 = \pi D_a / Z$ — зубной шаг якоря, м.

Коэффициент $K_{от} \approx 0,91$ при открытой задней лобовой части обмотки якоря и $K_{от} = 1$ — при закрытой.

Величина $D' = \alpha [D_a (l_n + L_{доб}) + 0,5 m_k d_k l_n]$, где $L_{доб}$ — длина лобовых вылетов, м (см. § 18.5).

В выражении (III.35) $B' = \frac{\Delta P_{ма} C' + M_{cu} E'}{D'} K_{от} + \theta_n$; $\Delta P'_m$ находят по формуле (III.9); ΔP_{ca} — по (III.12); θ_n — по (III.22);

$$E' = 1 + \frac{\alpha}{\lambda_{из а} \rho'} t_1 \frac{L_{доб}}{l_a}.$$

Так как расчет добавочных потерь от пульсации тока обладает невысокой точностью, то в инженерной практике часто нагрев якоря двигателей пульсирующего тока определяют, как и для двигателей постоянного тока, а полученное значение превышения температуры увеличивают на 8—10 °С.

Обмотки полюсов.

1. Периметр катушки, м,

$$p = a_1 + a_2 + a_3 + a_4.$$

2. Приведенный периметр катушки, м,

$$p' = a_1 + 0,5 a_2 + a_3 + a_4.$$

Коэффициент 0,5 вводится для сторон катушки, омываемых воздухом (рис. III.3).

3. Эффективная толщина изоляции катушки, м,

$$b_{из а} = b_{внеш} + b_{внут}.$$

где $b_{внеш}$ — толщина наружной изоляции катушки;

$$b_{внут} = m' b'_{из} / 10;$$

m' — число рядом лежащих по высоте или ширине проводников;

$b'_{из}$ — двусторонняя толщина изоляции проводника или толщина прокладки между витками, м.

4. Удельная теплопроводность изоляции

$$\lambda_{из} = \Delta_{из} / b_{из},$$

где $\Delta_{из}$ — см. § 7.3.

5. Превышение температуры обмотки над окружающим воздухом, °C,

$$\theta_m = (1,020'_m + \theta_v) / (1 - 0,0040'_m),$$

где

$$0'_m = \frac{\Delta P_m (p' / p + \alpha / \lambda_{из})}{\alpha p' l_{ср}}.$$

В двух последних выражениях $\Delta P_m = I_{\infty}^2 r_{в.20^\circ}$ — для обмотки возбуждения; $\Delta P_m = I_{\infty}^2 r_{д.20^\circ} (1 + 0,5K_1^2)$ — для обмотки добавочно-го полюса; $l_{ср}$, $r_{в.20^\circ}$, $r_{д.20^\circ}$ — см. в § 21.3 и 22.4; θ_v следует определять по формуле (III.22), α — по (III.34), при этом подставлять $v_{нв}$ из выражения (III.31).

Компенсационная обмотка. Метод расчета предложен в [28].

1. Площадь теплоотдающей поверхности полюсного наконечника, м²,

$$S_{ст} = 2p (Z_{ко} b_{зко} + 2h_{пко}) l_m,$$

где $Z_{ко}$ — число пазов на один полюс;
 $b_{зко}$, $h_{пко}$ — ширина зубца и высота паза главного полюса;
 l_m — длина пакета сердечника главного полюса.

2. Поверхность, через которую передается тепло от меди обмотки к сердечнику полюса, м²,

$$S_{паз} = 2p Z_{ко} (2h_{пко} + b_{пко}) l_m,$$

где $b_{пко}$ — ширина паза главного полюса, м.

3. Поверхность теплоотдачи с лобовых частей обмотки, м²,

$$S_{лоб} = 2p l_{лоб} Z_{ко} (h_{пко} + b_{пко}),$$

где $l_{лоб}$ — длина лобовой части компенсационной обмотки, м (см. § 20.2).

4. Удельная теплопроводность пазовой изоляции, Вт/(°C·м²).

$$\lambda_{паз} = \Delta_{ко} / b_{изко},$$

где $\Delta_{ко}$ — коэффициент теплопроводности материала изоляции, Вт/(°C·м²), см. § 7.3;

$$b_{изко} = b_{внут,ко} + b_{внеш,ко}.$$

Эквивалентная толщина внутренней изоляции, м,

$$b_{внут,ко} = N'_{зко} h'_{изко} / 4,$$

где $N'_{зко}$ — число проводников в пазу;

$b_{изко}$ — толщина междувитковой изоляции, м.

Эквивалентная толщина внешней изоляции на одну сторону, м,

$$b_{внеш,ко} = \{b_{пко} - [b_{мко} N'_{зко} + (N'_{зко} - 1) h'_{изко}]\} / 2.$$

5. Удельная теплопроводность лобовой изоляции, Вт/(°C·м²).

$$\lambda_{лоб} = \Delta_{ко} / b_{изко}^*,$$

где $b_{изко}^* = b_{внут,ко} + b_{внеш,ко}$ — толщина изоляции в лобовых частях, м;

$b_{внеш,ко}$ — толщина внешней изоляции на одну сторону в лобовой части, м.

6. Превышение температуры обмотки над окружающим воздухом с учетом зависимости потерь от нагрева получим, решая систему уравнений,

$$\left\{ \begin{aligned} Q_{мко} &= \frac{\Delta P_{мко} \left(1 + \frac{\alpha_a S_{ст}}{\lambda_{паз} S_{паз}} \right) + \Delta P_{пулт}}{\frac{\alpha_a \lambda_{лоб}}{\alpha_a + \lambda_{лоб}} S_{лоб} \left(1 + \frac{\alpha_a S_{ст}}{\lambda_{паз} S_{паз}} \right) + \alpha_a S_{ст}} + \theta_v; \\ t_r &= 1 + 0,004 (\theta_{мко} + 5). \end{aligned} \right.$$

Тогда

$$\theta_{мко} = (1,02A'' + B'') / (1 - 0,004A''),$$

где $A'' = \frac{I_{\infty}^2 r_{ко.20^\circ} [1 + \alpha S_{ст} / (\lambda_{паз} S_{паз})]}{C''}$;

$r_{ко.20^\circ}$ — сопротивление обмотки при 20 °C (см. § 20.2);

α — по (III.34), подставляя $v_{нв}$ по (III.32);

$$C'' = \frac{\alpha \lambda_{лоб}}{\alpha + \lambda_{лоб}} S_{лоб} \left(1 + \frac{\alpha S_{ст}}{\lambda_{паз} S_{паз}} \right) + \alpha S_{ст}.$$

$B'' = \Delta P_{сско} / C'' + \theta_v$ [здесь θ_v — по формуле (III.22)];

$$\Delta P_{сско} = \Delta P_{пко} + \Delta P_{вко}.$$

Потери $\Delta P_{вко}$ и $\Delta P_{пко}$ вычисляют по тем же формулам (III.10) и (III.11), что и потери в якоре, с соответствующей заменой индексов:

$$\Delta P_{вко} = K'_{абр} \Delta_{ст} l_1 (p Z B_{\delta} n)^{1,5} (b_{пко} K_{\delta t} / \delta_{гп})^2 Z_{ко} l_m K_{ст} K_{\alpha\alpha} \times \\ \times 10^{-9} / \sqrt{\alpha_i \rho_{пко} / H_{\delta}}.$$

где $K_{\alpha\alpha} = f(\alpha'_2)$ — см. пояснения к формуле (III.10);

$$\alpha'_2 = 2b_{зко} / l_1.$$

Потери $\Delta P_{пко}$ нужно рассчитывать при $\delta_{гп} \leq 2$ мм:

$$\Delta P_{пко} = K_{обр} m \frac{\Delta_{ст}^2}{24 \rho_m} \omega_{гп}^2 B_{рко}^2 Z_{ко} 2p h_{пко} (l_{ко} - b_{пко}) l_m K_{ст},$$

где $\omega_{гп} = \pi Z n / 30$, с⁻¹;

$$B_{рко} = b_{пко}^2 B_{зко} / [2 (5\delta_{гп} + b_{пко}) l_{ко}]. \text{ Тл};$$

$\Delta_{ст}$ — толщина стали главного полюса, м;

$K_{ст}$ — коэффициент заполнения сталью пакета главного полюса.

Обмотка статора АД. Для охлаждения АД так же, как и для коллекторных ТД, применяют аксальную систему вентиляции. Увеличение поверхности теплоотдачи достигается благодаря каналам в спинках статора и ротора. Иногда используют надпазовые каналы статора и каналы на поверхности спинки статора. В конкретных конструкциях АД могут применяться различные сочетания теплоотдающих поверхностей, поэтому алгоритм предусматривает все перечисленные варианты. Обозначения смотри на рис. III. 4.

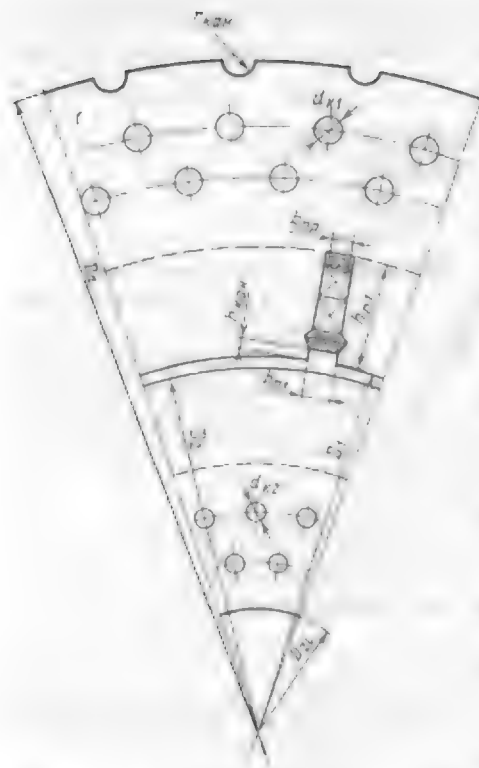


Рис. III.4. К тепловому расчету статорной обмотки

Расчет ведем в следующем порядке:

1. Приведенный периметр паза, м,

$$p = 1,33b_{n1} + 2h_{n1}.$$

Если имеется надпазовый канал, то вместо h_{n1} подставляют $h_{n1} - h_{кан}$.

2. Приведенный периметр надпазового канала, м,

$$p' = 0,33b_{n1} + 2h_{кан}.$$

3. Эффективная толщина изоляции, м,

$$b_{из} = 0,5(b_{n1} - b_{пр}).$$

4. Удельная теплопроводность изоляции, Вт/(°C·м²),

$$\lambda_{из} = \lambda_{из} b_{из}.$$

5. Площади поперечного сечения аксиальных каналов, м²: наружные каналы на поверхности спинки статора

$$S'_{кан.ст} = 0,5\pi r_{кан}^2 m_k.$$

где m_k — число наружных каналов; при форме каналов, отличающейся от показанной на рис. III.4, $S'_{кан.ст}$ вычисляют по соответствующей формуле:

каналы в спинке статора

$$S_{кан.ст} = \pi d_{k1}^2 m_{k1} / 4,$$

где m_{k1} — число каналов в спинке статора;
 d_{k1} — их средний диаметр, м;

надпазовые каналы статора

$$S_{кан.п} = Z_1 b_{n1} h_{кан.п}.$$

воздушный зазор

$$S_{\delta} = \frac{\pi}{4} (D_1^2 - D_2^2);$$

каналы в спинке ротора

$$S_{кан.р} = \pi d_{k2}^2 m_{k2} / 4,$$

где m_{k2} — число каналов в спинке ротора;
 d_{k2} — их средний диаметр, м.

Общая площадь, м²,

$$S_{кан} = S'_{кан.ст} + S_{кан.ст} + S_{кан.п} + S_{\delta} + S_{кан.р}.$$

6. Эквивалентную скорость $v_{эkv}$ охлаждающего воздуха, м/с, определяют по формуле (III.33).

При этом расход охлаждающего воздуха Q подставляют в эту формулу из формулы (III.23).

7. Основные потери в меди при 20 °C, Вт,

$$\Delta P'_{м1} = m_1 I_{\phi 1}^2 r_1 K_{д1},$$

где m_1 — число фаз обмотки статора;

$I_{\phi 1}$ — ток фазы статора (первая гармоника), А;

r_1 — сопротивление фазы статора при 20 °C, Ом;

$K_{д1}$ — коэффициент увеличения добавочных потерь для первой гармоники.

8. Составляющая превышения температуры, которая определяется потерями, зависящими от нагрева, °C,

$$A' = \frac{\Delta P'_{м1} [K' \pi (m_{k1} d_{k1} + r_{кан} m'_k) / Z_1 + p'' K' + p' \lambda_{из} / \alpha_n]}{Z_1 \lambda_{из} p' l_a [0,35 l_1 l_{w1} / l_a + p'' K' + K' \pi (m_{k1} d_{k1} + r_{кан} m'_k) / Z_1]},$$

где K' — коэффициент, учитывающий неравномерность распределения воздуха по каналам и уменьшение теплоотдачи в них; $K' = 0,6; 0,5; 0,4; 0,35$ при одном, двух, трех и четырех рядах каналов в статоре соответственно (включая наружные каналы в спинке и надпазовые каналы);

l_1 — зубцовый шаг статора, м: $l_1 = \pi D_1 / Z_1$;

l_{w1} — длина витка обмотки статора, м;

α_n определяют по формуле (III.34) (вместо v подставляют $v_{эkv}$).

9. Составляющая превышения температуры, которая определяется потерями, практически не зависящими от нагрева, °C,

$$B' = A' \frac{\Delta P_{м1д} + \Delta P_{м1п}}{\Delta P'_{м1}} + \frac{\Delta P_c [1 / (Z_1 l_a \alpha_n) - l_1 l_{w1} / (Z_1 l_a^2 \lambda_{из} p')] }{0,35 l_1 l_{w1} / l_a + K' [\pi (m_{k1} d_{k1} + r_{кан} m'_k) / Z_1 + p'']} + \theta_n,$$

где $\Delta P_{м1д}$ — добавочные и пульсационные потери в обмотке статора, Вт

(см. раздел VII);

ΔP_c — потери в стали статора, рассчитываемые по формуле (III.7), Вт;

θ_n — по (III.22).

10. Превышение температуры, °C, обмотки статора над охлаждающим воздухом с учетом зависимости потерь от нагрева

$$\theta_{м1} = (1,02 A' + B') (1 - 0,004 A').$$

§ 11.4. Тепловые расчеты с непосредственным использованием эквивалентных тепловых схем и расчеты на ЭВМ

Расчеты с непосредственным использованием эквивалентных тепловых схем. В предыдущем параграфе были приведены расчетные формулы, полученные преобразованием уравнений, описывающих распределение потоков тепла в эквивалентной тепловой схеме (ЭТС). Такой подход возможен лишь при небольшом числе элементов в ЭТС. Для получения информации о распределении температур, например по длине машины или по высоте паза, а также для повышения точности расчета необходимо составить ЭТС с большим числом элементов. При этом решение в общем виде становится невозможным. Для расчета таких схем применяют методы, используемые в теории цепей и известные из курса

ТОЭ. Наиболее часто применяют метод узловых потенциалов, так как число уравнений в этом случае равно числу расчетных узловых точек, а в результате решения уравнений получаются непосредственно значения искоемых превышений температур.

Рассмотрим последовательность составления уравнений на простейшем примере. На рис. III.5, а показано одно зубцовое деление электрической машины. Допустим, что нам необходимы данные о нагреве в продолжительном режиме верхнего и нижнего проводников, клина, а также стали. Теплоотдача осуществляется в воздушный зазор и через аксиальные каналы. Соответствующая ЭТС приведена на рис. III.5, б. Известно, что тепловые сопротивления аналогичны электрическим, а аналогом греющих потерь являются идеальные источники тока. Вследствие тепловой симметрии расчет можно вести на половину зубцового деления. В качестве допущения принимается, что по длине машины распределение температур не изменяется, поэтому можно выбрать осевую

длину рассматриваемого участка произвольно, например 1 м.

Определим сопротивления, входящие в схему замещения. Сопротивления теплопроводности

$$R_T = \delta_{из} / (S \Delta_{из}), \quad (III.36)$$

где $\delta_{из}$ — толщина изоляции в направлении теплового потока, м;

S — площадь сечения участка в направлении, перпендикулярном тепловому потоку, м²;

$\Delta_{из}$ — коэффициент теплопроводности изоляции (см. § 7.3).

Если вычисляют сопротивление теплопроводности меди или стали, то вместо $\delta_{из}$ в формулу (III.36) подставляют длину рассматриваемого участка в направлении теплового потока, а $\Delta_{из}$ заменяют коэффициентом теплопроводности материала.

Подставляя в формулу (III.35) соответствующие выражения для площади S , вычислим сопротивления теплопроводности ЭТС:

$$R_{кл} = h_{кл} / (0,5 \Delta_{из} b_{кл}),$$

где $h_{кл}$, $b_{кл}$ — толщина и ширина клина, м.

Площадь $S = 0,5 \cdot 1 \cdot b_{кл} = 0,5 b_{кл}$ [здесь коэффициент 0,5 показывает, что расчет ведется на половину зубцового деления (половина паза и половина зубца)]; 1 м — осевая длина участка]. Обычно $\Delta_{из}$ берут одинаковой как для клина, так и для остальных электроизоляционных материалов в пазу. Линия при углубленных исследова-

ниях используют имеющиеся в справочниках данные о коэффициентах теплопроводности конкретных материалов. Следует отметить, что через клин передается малая часть тепла, отводимого от проводников, поэтому влияние выбранного значения $\Delta_{из}$ для клина на результаты расчета незначительно.

Аналогично имеем:

$$R_{из1} = \delta_{из1} / (0,5 \Delta_{из} b_{п}); \quad R_{из2} = \delta_{из2} / (0,5 \Delta_{из} b_{п}); \\ R_{из3} = \delta_{из3} / (0,5 \Delta_{из} b_{п}); \quad R_{из4} = \delta_{из4} / [0,5 \Delta_{из} (h_{п} - h_{кл})].$$

Сопротивления теплопередачи, °C/Вт,

$$R_{\alpha} = 1 / (\alpha S), \quad (III.37)$$

где α — коэффициент теплоотдачи на рассматриваемом участке, Вт/(°C · м²).

Для определения α можно воспользоваться формулой (III.34), подставляя вместо v конкретное значение скорости воздуха, полученное по результатам вентиляционного расчета (см. главу 12).

Аналогично определим соответствующие сопротивления ЭТС:

$$R_{\alpha кл} = 1 / (0,5 \alpha b_{п}); \quad R_{\alpha з} = 1 / (0,5 \alpha b_{з}); \\ R_{\alpha кан} = 2Z / (\pi \alpha d_{н} m_{н}),$$

где b_z — ширина головки зубца, м: $b_z = \pi D_n / Z - b_{п}$.

Греющие потери также необходимо привести к половине пазового деления и 1 м длины. Тогда потери в стали, Вт,

$$\Delta P_{стп} = \Delta P_{стп} / (2Z l_n);$$

потери в меди, Вт,

$$\Delta P_{мип} = 0,5 \Delta P_{стп} / (2Z l_n).$$

Коэффициент 0,5 приводит потери к одному проводнику (считаем потери в слоях одинаковыми). Однако возможно задать различные потери в проводниках, как, например, это имеет место в пазу АТД.

Из рис. III.5, б следует, что сопротивления $R_{\alpha кл}$, $R_{из1}$ и $R_{кл}$ соединены последовательно, поэтому их можно заменить эквивалентным суммарным сопротивлением $R = R_{\alpha кл} + R_{из1} + R_{кл}$. При этом мы теряем расчетный узел 4, потенциал которого равен превышению температуры клина. Однако найдя потенциал узла 1, мы легко определим потенциал узла 4 по формуле $\theta_4 = \theta_1 (R_{\alpha кл} + 0,5 R_{кл}) / R$. Здесь потенциалы будем обозначать теми же буквами, что и соответствующие превышения температуры.

При расчете по методу узловых потенциалов потенциал одного из узлов принимаем произвольно. Считаем потенциал узлов, соответствующих охлаждающему воздуху, равным нулю. Уравнения для каждого узла составляем следующим образом. Потенциал данного узла умножаем на сумму проводимостей всех подходящих к узлу ветвей, затем вычитаем потенциалы всех узлов, с которыми непосредственно соединен рассматриваемый узел, умноженные на проводимости соединяющих

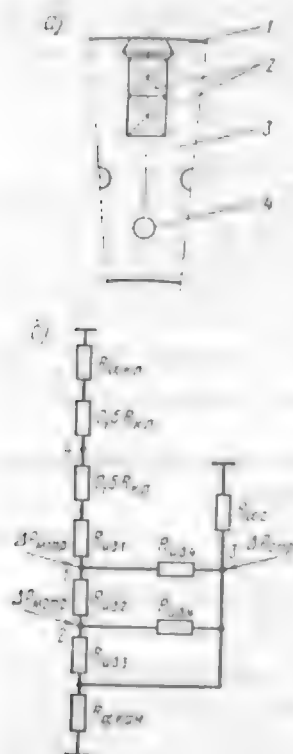


Рис. III.5. Участок якорной обмотки (а) и его эквивалентная тепловая схема замещения (б):

1 — клин; 2 — проводники; 3 — стальной сердечник; 4 — вентиляционный канал

ветвей. В левой части уравнения будет стоять сумма токов, подходящих к узлу. Для ЭТС (см. рис. III.5, б) имеем:

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{нз2}} + \frac{1}{R_{нз4}} \right) - \theta_2 \frac{1}{R_{нз2}} - \theta_3 \frac{1}{R_{нз4}} &= \Delta P_{мпр}; \\ \theta_2 \left(\frac{1}{R_{нз2}} + \frac{1}{R_{нз3}} + \frac{1}{R_{нз4}} \right) - \theta_1 \frac{1}{R_{нз2}} - \theta_3 \left(\frac{1}{R_{нз3}} + \frac{1}{R_{нз4}} \right) &= \Delta P_{мпр}; \\ \theta_3 \left(\frac{1}{R_{\alpha 2}} + \frac{1}{R_{\alpha кан}} + \frac{1}{R_{нз3}} + \frac{2}{R_{нз4}} \right) - \theta_1 \frac{1}{R_{нз4}} - \theta_2 \left(\frac{1}{R_{нз3}} + \frac{1}{R_{нз4}} \right) &= \Delta P_{спр}. \end{aligned} \right\} \quad (III.38)$$

Согласно уравнению (III.25):

$$\Delta P_{мпр} = \Delta P_{мпр20^\circ} (1 + 5\alpha_t) + \Delta P_{мпр20^\circ} \alpha_t \theta_1;$$

$$\Delta P_{мпр} = \Delta P_{мпр20^\circ} (1 + 5\alpha_t) - \Delta P_{мпр20^\circ} \alpha_t \theta_2.$$

Подставим полученные значения потерь в выражения (III.38). После преобразований получим:

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{нз2}} + \frac{1}{R_{нз4}} - \alpha_t \Delta P_{мпр20^\circ} \right) - \theta_2 \frac{1}{R_{нз2}} - \theta_3 \frac{1}{R_{нз4}} &= (1 - 5\alpha_t) \Delta P_{мпр20^\circ}; \\ \theta_1 \left(\frac{1}{R_{нз2}} + \frac{1}{R_{нз3}} + \frac{1}{R_{нз4}} - \alpha_t \Delta P_{мпр20^\circ} \right) - \theta_2 \frac{1}{R_{нз2}} &= -\theta_3 \left(\frac{1}{R_{нз3}} + \frac{1}{R_{нз4}} \right) = (1 - 5\alpha_t) \Delta P_{мпр20^\circ}; \\ \theta_3 \left(\frac{1}{R_{\alpha 2}} + \frac{1}{R_{\alpha кан}} + \frac{1}{R_{нз3}} + \frac{2}{R_{нз4}} \right) - \theta_1 \frac{1}{R_{нз4}} &= -\theta_2 \left(\frac{1}{R_{нз3}} + \frac{1}{R_{нз4}} \right) - \Delta P_{спр}. \end{aligned} \right\} \quad (III.39)$$

Система уравнений (III.39) в отличие от (III.38) является линейной, так как входящие в нее потери приведены к 20 °С и не зависят от θ .

Решим уравнения (III.39) при следующих исходных данных:

$$\begin{aligned} h_{кл} &= 0,005 \text{ м}; \quad b_{кл} = 0,01 \text{ м}; \quad \Delta_{нз} = 0,25 \text{ Вт}/(^{\circ}\text{С} \cdot \text{м}); \quad \delta_{нз1} = 0,003 \text{ м}; \\ \delta_{нз2} &= 0,004 \text{ м}; \quad \delta_{нз3} = 0,002 \text{ м}; \quad \delta_{нз4} = 0,002 \text{ м}; \quad b_{нз} = 0,008 \text{ м}; \\ h_{нз} &= 0,03 \text{ м}; \quad \alpha = 120 \text{ Вт}/(^{\circ}\text{С} \cdot \text{м}^2); \quad D_a = 0,74 \text{ м}; \quad Z = 129; \quad d_{нз} = 0,03 \text{ м}; \\ m_{нз} &\sim 60; \quad \Delta P_{ср} = 7000 \text{ Вт}; \quad \Delta P_{мпр20^\circ} = 6000 \text{ Вт}; \quad l_a = 0,4 \text{ м}; \quad l_N = 0,9 \text{ м}; \\ \alpha_t &= 0,004 \text{ } ^{\circ}\text{С}^{-1}. \end{aligned}$$

Имеем:

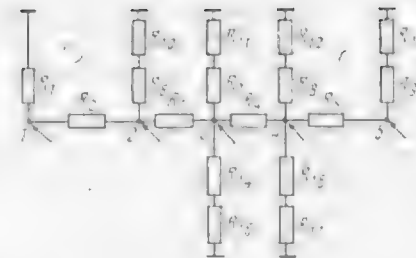
$$R_{кл} = 4 \text{ } ^{\circ}\text{С}/\text{Вт}; \quad R_{нз1} = 3 \text{ } ^{\circ}\text{С}/\text{Вт}; \quad R_{нз2} = 4 \text{ } ^{\circ}\text{С}/\text{Вт}; \quad R_{нз3} = 2 \text{ } ^{\circ}\text{С}/\text{Вт};$$

$$R_{нз4} = 0,64 \text{ } ^{\circ}\text{С}/\text{Вт}; \quad R_{\alpha кан} = 2,1 \text{ } ^{\circ}\text{С}/\text{Вт}; \quad R_{\alpha 2} = 1,66 \text{ } ^{\circ}\text{С}/\text{Вт};$$

$$R_{\alpha кан} = 0,38 \text{ } ^{\circ}\text{С}/\text{Вт}; \quad \Delta P_{спр} = 67,8 \text{ Вт}; \quad \Delta P_{мпр20^\circ} = 25,8 \text{ Вт}; \quad R = 9,1 \text{ } ^{\circ}\text{С}/\text{Вт}.$$

Рис. III.6. Эквивалентная тепловая схема замещения для якорной обмотки:

R_1 — сопротивление теплоотдачи с коллектора; $R_2 - R_5$ — сопротивления теплопроводности проводников обмотки; $R_6 - R_8, R_{14}, R_{15}$ — сопротивления теплопроводности изоляции; $R_{16} - R_{17}$ — сопротивления теплоотдачи с поверхности якоря; R_{18}, R_{17} — сопротивления теплоотдачи в каналах; 1—5 — узлы, соответствующие коллектору (1), передней лобовой (2), пазовой (3, 4) и задней лобовой (5) частям обмотки якоря



Подставим известные значения в уравнения (III.39):

$$\begin{cases} 1,82\theta_1 - 0,25\theta_2 - 1,56\theta_3 = 26,3; \\ 2,21\theta_2 - 0,25\theta_1 - 2,06\theta_3 = 26,3; \\ 6,86\theta_3 - 1,56\theta_1 - 2,06\theta_2 = 67,8. \end{cases}$$

Решая полученную систему, находим:

$$\theta_1 = 55 \text{ } ^{\circ}\text{С}; \quad \theta_2 = 54,1 \text{ } ^{\circ}\text{С}; \quad \theta_3 = 38,6 \text{ } ^{\circ}\text{С}. \quad \text{Тогда } \theta_4 = 25 \text{ } ^{\circ}\text{С}.$$

Изменяя исходные данные, можно исследовать влияние различных параметров (свойств изоляции, геометрических размеров, греющих потерь и др.) на распределение температур.

Известно, что у большинства электронизоляционных материалов коэффициент теплопроводности зависит от температуры. Это обстоятельство также можно учесть при расчете ЭТС. В этом случае сопротивление $R_{нз}$ будет зависеть от температуры, что легко учесть методом последовательных приближений. Для этого первоначально задаются температурой и по известной зависимости $\Delta_{нз}(\theta)$ определяют $R_{нз}$. После решения системы уравнений сравнивают получившиеся значения θ с первоначально принятыми. Если расхождения существенны (превышают заданную погрешность), то вносят поправку в значение $R_{нз}$ и вновь рассчитывают θ . Цикл продолжается до тех пор, пока не будет достигнута требуемая точность, например полученные в данной итерации значения θ будут отличаться от предыдущих не более чем на 0,5—1 °С. Точно так же можно учитывать зависимость $\alpha(\theta)$.

Решение уравнений методом последовательных приближений весьма трудоемко, поэтому в таких случаях обычно используют ЭВМ.

Для расчета распределения температур по осевой длине машины применяют ЭТС, аналогичные изображенной на рис. III. 6. Известно, что охлаждающий воздух при движении через ТД подогревается. Подогрев воздуха обычно задается линейно возрастающим по оси машины со средним значением θ_n по формуле (III.22). Его можно учитывать, добавляя конкретные значения к превышениям температур расчетных узлов. Так как местоположение узла по длине машины известно, например на расстоянии x от границы соприкосновения холодного воздуха с теплоотдающими поверхностями, то подогрев воздуха в этом месте, °С,

$$\theta_{вх} = \frac{2\theta_n}{l_0} x, \quad (III.40)$$

где l_0 — общая длина активной части машины, включая коллектор и лобовые вылеты.

Тепловые расчеты на ЭВМ. При тепловых расчетах ЭВМ используют для ускорения вариантных расчетов по упрощенным методикам и для исследований распределений температур. В первом случае программа теплового расчета обычно является составной частью общей программы поверочного или оптимизационного расчета двигателя. Эти программы могут использоваться отдельно (в виде самостоятельных программ), однако при этом необходимо вводить в ЭВМ большое количество исходных данных.

Программы для исследования распределения температур составляются на основе алгоритмов, вытекающих из метода ЭТС с большой степенью дискретизации. Кроме того, известны программы, позволяющие решать задачу расчета двухмерного температурного поля в поперечном или продольном сечении двигателя. Время счета по таким программам десятки минут, поэтому их включение в оптимизационную программу невозможно, и они могут быть использованы для углубленного изучения тепловых процессов.

В качестве примера непосредственного использования ЭТС приведена программа расчета распределения превышения температур по элементарным проводникам, находящимся в пазу АТД (см. приложение 5). Эта же программа может быть использована для коллекторных ТД с аналогичным заполнением паза. При этом необходимо задать частоту питающего напряжения равной нулю.

Программы, составленные по упрощенным алгоритмам (см. § 11.3), являются составной частью приведенных в приложениях 2 и 4 программ поверочных расчетов коллекторного ТД и АТД.

Глава 12. РАСЧЕТ ВЕНТИЛЯЦИИ

§ 12.1. Виды вентиляции и расчет аэродинамического сопротивления воздухопровода

Виды вентиляции. Наиболее подробно вопросы вентиляции ТД и электрических машин вообще освещены в работах А. Е. Алексеева [1, 29]. Здесь мы кратко рассмотрим виды вентиляции, порядок расчета аэродинамического сопротивления двигателя и напора, необходимого для продувания требуемого количества воздуха.

Различают два вида вентиляции, которые используются в электрических машинах электровозов: самовентиляция и независимая вентиляция. *Самовентиляция* применяется практически для всех вспомогательных машин. При этом на валу машины устанавливают вентилятор, который обеспечивает требуемый расход воздуха. При самовентиляции применяют вытяжные и нагнетательные вентиляторы. В первом случае в машине создается разрежение, благодаря которому засасывается атмосферный воздух, во втором воздух прогоняется через машину под избыточным давлением.

Независимая вентиляция осуществляется с помощью вентилятора, вращаемого вспомогательным двигателем, а воздух подается к охлажда-

емой машине по системе воздухопроводов. При независимой вентиляции используются только нагнетательные вентиляторы.

В ТД отечественных электровозов используют только аксиальную вентиляцию, при которой воздух движется параллельно оси машины. Вход воздуха обычно находится со стороны коллектора, при этом коллектор хорошо охлаждается. Недостатком при таком направлении движения воздуха является весьма неравномерный нагрев обмотки якоря по длине. Передняя лобовая часть получается значительно менее нагрета, чем задняя, из-за «отсоса» тепла коллектором и обдува практически неподогретым воздухом. При обратном направлении движения воздуха (вход со стороны, противоположной коллектору) якорная обмотка нагревается более равномерно, однако существенно повышается нагрев коллектора, а также ухудшается удаление пониженного воздуха из коллекторной камеры. Это может повысить склонность двигателя к круговым огням.

Асинхронные тяговые двигатели также выполняют с независимой аксиальной вентиляцией. Направление движения воздуха практически не оказывает влияния на степень равномерности нагрева обмоток, поэтому места входа и выхода воздуха определяют по конструктивным соображениям с учетом удобства компоновки оборудования электровоза.

Расчет аэродинамического сопротивления воздухопровода. Для расчета необходимы чертежи продольного и поперечного разрезов машины и некоторые дополнительные данные о размерах сечений элементов воздухопровода. На основании чертежей составляют схему замещения воздухопроводов, включающую сопротивления элементарных участков. *Элементарными* будем называть те участки, для которых известна формула расчета аэродинамического сопротивления.

Аэродинамическое сопротивление участка воздухопровода в общем виде

$$Z_i = \xi_i / S_i^3, \quad (111.41)$$

где ξ_i — коэффициент сопротивления, зависящий от геометрических характеристик рассматриваемого участка;

S_i — площадь поперечного сечения (в плоскости, перпендикулярной направлению движения воздушного потока) данного участка воздухопровода, м².

Если вычисляют входное сопротивление, то

$$\xi_i = \begin{cases} 0,04 \div 0,06 & \text{при выступающих краях входа;} \\ 0,03 & \text{при прямоугольных краях входа;} \\ 0,01 \div 0,012 & \text{при закругленных краях входа.} \end{cases} \quad (111.42)$$

При расчете сопротивления поворота струн:

$$\xi_i = \begin{cases} 0,07 & \text{при } \beta = 90^\circ; \\ 0,032 & \text{при } \beta = 135^\circ, \end{cases} \quad (111.43)$$

где β — угол между направлениями струн до и после поворота.

Если вычисляют сопротивление трения в каналах, то

$$\xi_l = \begin{cases} 0,00625l/d & \text{при шероховатых стенках каналов;} \\ 0,00155l/d & \text{при гладких стенках каналов,} \end{cases} \quad (III.44)$$

где l и d — длина и диаметр каналов. Если канал некруглого поперечного сечения, то под d понимают диаметр вписанной окружности. При этом аэродинамическое сопротивление канала получается несколько завышенным.

При резком изменении сечения, если отношение меньшего сечения к большему равно q' :
для сужения

$$\xi_i = \begin{cases} 0,032 - 0,023q', & \text{если } 0 < q' < 0,45; \\ 0,04(1 - q'), & \text{если } 0,45 < q' < 1; \end{cases} \quad (III.45)$$

для расширения

$$\xi_i = \begin{cases} 0,1(0,61 - q'), & \text{если } 0 < q' < 0,4; \\ 0,04 - 0,05q', & \text{если } 0,4 < q' < 0,8; \\ 0, & \text{если } q' > 0,8. \end{cases} \quad (III.46)$$

Под S_i в формуле (III.41) при этом понимают меньшее из значений. При определении сопротивления выхода в атмосферу

$$\xi_i = 0,061. \quad (III.47)$$

Схема замещения воздухопроводов представляет собой разветвленную цепь, для расчета которой применяют преобразования, аналогичные используемым для расчета электрических цепей, но несколько видоизмененные.

При последовательном соединении сопротивлений эквивалентное сопротивление участка равно сумме элементарных сопротивлений:

$$Z_{\text{экв}} = \sum_{i=1}^{N'} Z_i, \quad (III.48)$$

где N' — число соединенных сопротивлений.

При параллельном соединении

$$Z_{\text{экв}} = 1 / \left(\sum_{i=1}^{N'} \frac{1}{Z_i} \right). \quad (III.49)$$

Если $N' = 2$, то

$$Z_{\text{экв}} = Z_1 Z_2 / (\sqrt{Z_1} + \sqrt{Z_2})^2. \quad (III.50)$$

Распределение расходов воздуха по параллельно соединенным аэродинамическим сопротивлениям

$$Q_i = Q \sqrt{Z_{\text{экв}} / Z_i}. \quad (III.51)$$

где Q — расход воздуха в неразветвленной части цепи;
 $Z_{\text{экв}}$ — по (III.49).

При $N' = 2$:

$$Q_1 = Q \sqrt{Z_2 / (\sqrt{Z_1} + \sqrt{Z_2})}, \quad (III.52)$$

$$Q_2 = Q \sqrt{Z_1 / (\sqrt{Z_1} + \sqrt{Z_2})}. \quad (III.53)$$

Скорость воздуха на участке аэродинамической цепи, м/с,

$$v_i = Q_i / S_i. \quad (III.54)$$

В формулу (III.54) следует подставлять Q_i в м³/с, S_i — в м².

§ 12.2. Пример расчета тягового двигателя с независимой вентиляцией

Исходные данные:

размеры отдельных участков воздухопровода ТД определяются по чертежам (см. пример расчета коллекторного ТД);
требуемый расход охлаждающего воздуха $Q = 95$ м³/мин.

Определение площадей сечений отдельных участков воздухопровода. Площадь сечения входного отверстия прямоугольной формы

$$S_1 = 0,428 \cdot 0,229 = 0,098 \text{ м}^2.$$

Площадь сечения воздушного зазора и межкатушечного пространства

$$S_2 = S_B + S_{\text{МК}} = 0,0105 + 0,0338 = 0,0443 \text{ м}^2,$$

где S_B — сечение воздушного зазора: $S_B = 1,12 \text{ лб} (D_n + \delta) = 1,12 \pi \cdot 0,0045 \times (0,66 + 0,0045) = 0,0105 \text{ м}^2$;

1,12 — коэффициент, учитывающий неравномерность воздушного зазора;

$$S_{\text{МК}} = 2 \cdot 2pS = 2 \cdot 6 \cdot 0,00282 = 0,0338 \text{ м}^2;$$

S — площадь сечения межкатушечного пространства, определяется по эскизу магнитной цепи (см. рис. VI.11).

Площадь сечения пространства между нажимным конусом и подшипниковым щитом (вход якорной струи)

$$S_3 = \pi \cdot 0,46 \cdot 0,038 = 0,0549 \text{ м}^2.$$

Сужение под коллекторным нажимным конусом

$$S_4 = \pi (0,286^2 - 0,25^2) / 4 = 0,0151 \text{ м}^2.$$

Вход в каналы втулки коллектора

$$S_7 = \pi (0,282^2 - 0,2^2) / 4 = 0,031 \text{ м}^2.$$

Расширение в каналах втулки коллектора

$$S_8 = \pi (0,5^2 - 0,24^2) / 4 = 0,151 \text{ м}^2.$$

Площадь сечения каналов якоря

$$S_9 = \pi \cdot 0,03^2 \cdot 44 / 4 = 0,0311 \text{ м}^2.$$

Площадь сечения каналов задней нажимной шайбы

$$S_{11} = \pi (0,53^2 - 0,365^2) / 4 = 0,116 \text{ м}^2.$$

Площадь сечения пространства между задней нажимной шайбой и подшипниковым щитом

$$S_{12} = \pi \cdot 0,618 \cdot 0,019 = 0,0369 \text{ м}^2.$$

Площадь сечения выпускных окон в подшипниковом щите (окна в щите обычно имеют овальную форму и площадь их сечения желательно определять по чертежу)

$$S_{13} = 0,0689 \text{ м}^2.$$

Площадь сечения кожуха, который крепится к подшипниковому щиту и направляет струю воздуха в выпускной патрубок.

$$S_{14} = 0,562 \cdot 0,118 = 0,0663 \text{ м}^2.$$

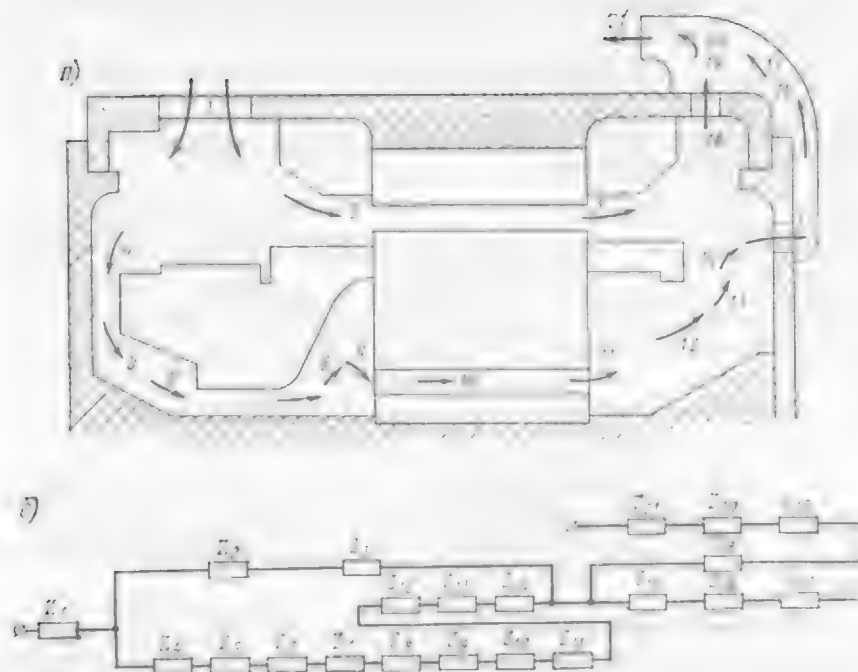


Рис. 11.7. Вентиляционная система тягового двигателя:
а — эскиз воздухопровода; б — схема аэродинамических сопротивлений

Площадь сечения выпускных окон в остове

$$S_{1a} = 0,455 \cdot 0,08 = 0,0364 \text{ м}^2.$$

Площадь сечения выходного отверстия прямоугольной формы, закрытого предохранительной сеткой,

$$S_{1b} = (0,56 \cdot 0,29) \cdot 0,79 = 0,128 \text{ м}^2,$$

где 0,79 — коэффициент, учитывающий уменьшение сечения отверстия из-за предохранительной сетки.

Площадь сечения выпускного патрубка принимаем равной площади сечения выходного отверстия:

$$S_{20} = S_{1b} = 0,128 \text{ м}^2.$$

Выпускной патрубок применяют при выбросе воздуха из ТД под кузов локомотива для уменьшения аэродинамического сопротивления на выходе воздушного потока.

Определение аэродинамических сопротивлений. Аэродинамические сопротивления тягового двигателя и его отдельных участков определяем, как показано в § 12.1 (рис. 11.7).

Общая струя

1. Вход воздуха в ТД — резкое расширение, потеря динамического напора, при этом $q' \approx 0$. Из выражений (III.46) и (III.41) находим:

$$\xi = 0,061;$$

$$Z_1 = \xi / S_1^2 = 0,061 / 0,098^2 = 6,35.$$

Путь между катушками

2. Вход в межкатушечное пространство — отверстие с прямоугольными краями. По формулам (III.42) и (III.41):

$$\xi = 0,03;$$

$$Z_2 = \xi / S_2^2 = 0,03 / 0,0443^2 = 15,27.$$

3. Выход в заднюю камеру — резкое расширение, потеря динамического напора, при этом $q' \approx 0$. Из формул (III.46) и (III.41) имеем:

$$\xi = 0,061;$$

$$Z_3 = \xi / S_3^2 = 0,061 / 0,0443^2 = 31,08.$$

Путь внутри якоря

4. Вход якорной струи — отверстие с прямоугольными краями. При этом по (III.42) $\xi = 0,03$; согласно (III.41)

$$Z_4 = \xi / S_4^2 = 0,03 / 0,0549^2 = 9,95.$$

5. Сужение под коллекторным нажимным конусом. Отношение площадей сечений

$$q' = S_5 / S_4 = 0,0151 / 0,0549 = 0,275;$$

по формуле (III.45)

$$\xi = 0,032 - 0,023 \cdot q' = 0,032 - 0,023 \cdot 0,275 = 0,0257;$$

из уравнения (III.41)

$$Z_5 = \xi / S_5^2 = 0,0257 / 0,0151^2 = 112,71.$$

6. Поворот на 135° . Согласно формулам (III.43) и (III.41) имеем:

$$\xi = 0,032;$$

$$Z_6 = \xi / S_6^2 = 0,032 / 0,0151^2 = 140,34.$$

7. Расширение в каналы втулки коллектора [см. уравнения (III.46) и (III.41)].

$$q' = S_8 / S_7 = 0,0151 / 0,031 = 0,487.$$

Тогда $\xi = 0,04 - 0,05 \cdot q' = 0,04 - 0,05 \cdot 0,487 = 0,0156$;

$$Z_7 = \xi / S_7^2 = 0,0156 / 0,0151^2 = 68,62.$$

8. Расширение в каналах втулки коллектора [см. выражения (III.46) и (III.41)]:

$$q' = S_7 / S_8 = 0,031 / 0,151 = 0,205;$$

$$\xi = 0,1(0,61 - q') = 0,1(0,61 - 0,205) = 0,0405;$$

$$Z_8 = \xi / S_7^2 = 0,0405 / 0,031^2 = 42,1.$$

9. Сужение при входе в каналы якоря [см. формулы (III.45) и (III.41)]:

$$q' = S_9 / S_8 = 0,0311 / 0,151 = 0,206;$$

$$\xi = 0,032 - 0,023 \cdot q' = 0,032 - 0,023 \cdot 0,206 = 0,0273;$$

$$Z_9 = \xi / S_9^2 = 0,0273 / 0,0311^2 = 28,19.$$

10. Трение в каналах якоря [см. уравнения (III.44) и (III.41)]:

$$\xi = 0,00625 \cdot l/d = 0,00625 \cdot 0,38 / 0,03 = 0,0792;$$

$$Z_{10} = \xi / S_{10}^2 = 0,0792 / 0,0311^2 = 81,85.$$

11. Расширение в каналы задней нажимной шайбы [см. выражения (III.46) и (III.41)]:

$$q' = S_9/S_{11} = 0,0311/0,116 = 0,268;$$

$$\xi = 0,1 (0,61 - q') = 0,1 (0,61 - 0,268) = 0,0342;$$

$$Z_{11} = \xi/S_9^2 = 0,0342/0,0311^2 = 35,3.$$

12. Сужение при выходе из каналов задней нажимной шайбы [см. формулы (III.45) и (III.41)]:

$$q' = S_{12}/S_{11} = 0,0369/0,116 = 0,318;$$

$$\xi = 0,032 - 0,023 q' = 0,032 - 0,023 \cdot 0,318 = 0,0247;$$

$$Z_{12} = \xi/S_{12}^2 = 0,0247/0,0369^2 = 18,13.$$

13. Поворот на 90° [см. формулы (III.43) и (III.41)]:

$$\xi = 0,07;$$

$$Z_{13} = \xi/S_{12}^2 = 0,07/0,0369^2 = 51,41.$$

14. Выход в заднюю камеру — резкое расширение, потеря динамического напора, $q' \approx 0$. Из уравнений (III.46) и (III.41) имеем:

$$\xi = 0,061;$$

$$Z_{14} = \xi/S_{12}^2 = 0,061/0,0369^2 = 44,80.$$

Общая струя

15. Выход в окна подшипникового щита — отверстие с прямоугольными краями [см. выражения (III.42) и (III.41)]:

$$\xi = 0,03;$$

$$Z_{15} = \xi/S_{13}^2 = 0,03/0,0689^2 = 6,32.$$

16. Сужение в кожухе не учитываем, так как $S_{16} \approx S_{15}$.

17. Поворот на 90° [см. формулы (III.43) и (III.41)]:

$$\xi = 0,07;$$

$$Z_{17} = \xi/S_{16}^2 = 0,07/0,0663^2 = 15,92.$$

18. Выход в окна остона — отверстие с прямоугольными краями [см. выражения (III.42) и (III.41)]:

$$\xi = 0,03;$$

$$Z_{18} = \xi/S_{18}^2 = 0,03/0,0364^2 = 22,64.$$

19. Выход воздуха из двигателя — отверстие с прямоугольными краями [см. формулы (III.42) и (III.41)]:

$$\xi = 0,03;$$

$$Z_{19} = \xi/S_{19}^2 = 0,03/0,128^2 = 1,83.$$

20. Поворот на 90° [см. формулы (III.43), (III.41)]:

$$\xi = 0,07;$$

$$Z_{20} = \xi/S_{20}^2 = 0,07/0,128^2 = 4,27.$$

21. Выход воздуха в атмосферу — потеря динамического напора [см. формулы (III.47), (III.41)]:

$$\xi = 0,061;$$

$$Z_{21} = \xi/S_{20}^2 = 0,061/0,128^2 = 3,72.$$

Сопротивление входа струи

$$Z_{вх} = Z_1 = 6,35.$$

Сопротивление:

для струи воздуха в межкатушечном пространстве и воздушном зазоре

$$Z_{к} = Z_2 + Z_3 = 15,27 + 31,08 = 46,35;$$

для струи внутри якоря

$$Z_{я} = \sum_{i=4}^{14} Z_i = 633,4.$$

Сопротивление разветвленной части

$$Z_{разв} = Z_{к} Z_{я} / (\sqrt{Z_{к}} + \sqrt{Z_{я}})^2 = 46,35 \cdot 633,4 / (\sqrt{46,35} + \sqrt{633,4})^2 = 28,7.$$

Сопротивление выхода струи

$$Z_{вых} = (Z_{15} + Z_{17}) Z_{18} / (\sqrt{Z_{15}} + \sqrt{Z_{17}})^2 + \sum_{i=19}^{21} Z_i =$$

$$= (6,32 + 15,92) 22,64 / (\sqrt{6,32} + \sqrt{15,92} + \sqrt{22,64})^2 + 9,82 = 15,43.$$

Полное аэродинамическое сопротивление ТД

$$Z' = Z_{вх} + Z_{разв} + Z_{вых} = 6,35 + 28,7 + 15,43 = 50,48,$$

с учетом сопротивления подводящего патрубка

$$Z = 1,05 Z' = 1,05 \cdot 50,48 = 53,0.$$

Определение напора, распределения воздуха по каналам и скорости омывания. Напор, необходимый для обеспечения расхода $Q = 1,583 \text{ м}^3/\text{с}$, что соответствует $95 \text{ м}^3/\text{мин}$,

$$H = 9,81 Z Q^2 = 9,81 \cdot 53,0 \cdot 1,583^2 = 1303 \text{ Па}.$$

Падение давления на входном отверстии

$$\Delta H_{вх} = 9,81 Z_{вх} Q^2 = 9,81 \cdot 6,35 \cdot 1,583^2 = 156 \text{ Па}.$$

Давление внутри ТД в практике электромашиностроения имеет название статического (или «давление в коллекторной камере»):

$$H' = 9,81 Z' Q^2 - \Delta H_{вх} = 9,81 \cdot 50,48 \cdot 1,583^2 - 156 = 1085 \text{ Па}.$$

Расход воздуха, протекающего снаружи якоря,

$$Q_{к} = Q \sqrt{Z_{я}} / (\sqrt{Z_{к}} + \sqrt{Z_{я}}) = 1,583 \sqrt{633,4} / (\sqrt{46,35} + \sqrt{633,4}) = 1,246 \text{ м}^3/\text{с}.$$

Расход воздуха, протекающего внутри якоря,

$$Q_{я} = Q \sqrt{Z_{к}} / (\sqrt{Z_{к}} + \sqrt{Z_{я}}) = 1,583 \sqrt{46,35} / (\sqrt{46,35} + \sqrt{633,4}) = 0,337 \text{ м}^3/\text{с}.$$

Скорости омывания воздухом теплоотдающих поверхностей: поверхности катушек остона

$$v_{к} = Q_{к} / S_2 = 1,246 / 0,0443 = 28,1 \text{ м/с};$$

наружной поверхности якоря

$$v_{я} = \sqrt{v_{к}^2 + v_{я}^2} = \sqrt{32,3^2 + 28,1^2} = 42,8 \text{ м/с},$$

где $v_{к\infty}$ — окружная скорость якоря в продолжительном режиме работы; каналов якоря

$$v_{канал} = Q_{я} / S_9 = 0,337 / 0,0311 = 10,9 \text{ м/с}.$$

ВОПРОСЫ ОПТИМАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭВМ

Глава 13. МЕТОДЫ ОПТИМИЗАЦИИ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 13.1. Аналитические методы

Оптимизация двигателя — процесс нахождения оптимальных, т. е. наилучших в определенном смысле, его параметров или структуры. Задача выбора оптимальной структуры двигателя, или *структурная оптимизация*, заключается в выборе конструкций отдельных узлов и элементов, числа этих элементов и взаимосвязи между ними, в определении пространственного расположения этих элементов. Например, может быть выбрана конструкция двигателя с компенсационной обмоткой или без нее, с волновой или петлевой обмоткой якоря, с шихтованным или нешихтованным ярмом остова и т. д. Выбор оптимальной для данных условий работы структуры машины является очень важным вопросом, но и наиболее трудно поддающимся формализации, поэтому он осуществляется на основе опыта, знаний и интуиции конструктора без привлечения математического аппарата.

Если для выбранной структуры машины отыскивают оптимальные параметры элементов машины (размеры и материал деталей машины, входные и выходные параметры и др.), то решают задачу *параметрической оптимизации*. Эта задача поддается формализации и может быть решена как с применением ЭВМ — численно, так и аналитически — без ЭВМ.

В данном разделе под оптимизацией будем понимать параметрическую оптимизацию.

Оптимизации конструкции электродвигателей всегда уделялось большое внимание. Для выбора наилучшего варианта двигателя зачастую приходится при ручном неавтоматическом счете выполнять расчеты трех — пяти вариантов и более.

Для ускорения поиска оптимального варианта созданы и создаются различные методы оптимизации, которые можно разделить на аналитические и поисковые [30].

При *аналитических методах* решение может быть получено с помощью дифференциального и вариационного исчисления. *Поисковые методы* основаны на численном решении задач проектирования.

Работы в области аналитических методов можно разделить на три направления. Во-первых, это работы по выявлению общих закономерностей проектирования электрических машин [31].

Законы целесообразного распределения потерь и стоимостей в машине, выведенные М. Видмаром еще в начале нынешнего века, пред-

ставляют интерес и в наше время. Законы стоимости и потерь выводятся из условия минимума производной массы и производной стоимости.

Если изменять только активную длину машины, то мощность будет возрастать пропорционально длине l_a , а стоимость машины C_m можно выразить как $C_m = C_{\Sigma} + C_a l_a$ (здесь C_{Σ} — стоимость лобовых частей; C_a — стоимость единицы длины активной части машины).

Производная стоимость $C_{пр} = C_m / P^{2/3} = K (C_{\Sigma} + C_a l_a) / l_a^{2/3}$ (где P — мощность машины). Из решения уравнения $\frac{\partial C_{пр}}{\partial l_a} = 0$ получим, что минимум $C_{пр}$ будет при $C_{\Sigma} = l_a C_a / 3 = C_m / 4$. Следовательно, стоимость лобовой части составляет $1/3$ стоимости активной части и $1/4$ стоимости всей машины. Таким же образом можно доказать, что стоимости остальных частей составляют по $1/4$ стоимости активных частей всей машины. Аналогично доказываются и закономерности распределения потерь.

Анализ работ М. Видмара, В. А. Трапезникова и И. М. Постникова показывает, что они не учитывают ряд важных факторов и поэтому могут применяться в настоящее время лишь для предварительных расчетов.

Второе направление в аналитической оптимизации — локальная оптимизация отдельных элементов электрической машины. Наибольшее внимание в этом направлении было уделено выбору наилучших с определенной точки зрения параметров активного слоя якоря машин постоянного тока.

В. Т. Касьяновым [90] определено оптимальное соотношение между шириной зубца и шириной паза якоря. Оптимальная ширина паза прямоугольного сечения определяется из условия максимума мощности, приходящейся на 1 м^2 поверхности якоря под полюсом, Вт/м²,

$$P_{уд} = P_{\Sigma} / (\pi D_a l_a \alpha_{\delta}) = A B_{\delta} v_a, \quad (IV.1)$$

где P_{Σ} — электромагнитная мощность машины, Вт; $P_{\Sigma} = \alpha_{\delta} A B_{\delta} v_a \pi D_a l_a$.

Как видим, мощность $P_{уд}$ определяется линейной нагрузкой якоря A , магнитной индукцией в зазоре B_{δ} в случае $v_a = \text{const}$. Чем больше A и B_{δ} , тем больше $P_{уд}$. Значение линейной нагрузки ограничивается допустимой тепловой загрузкой якоря, которая характеризуется допустимым значением произведения $A j_a$ (здесь j_a — плотность тока в обмотке якоря, А/м²), а индукция B_{δ} ограничивается допустимым значением индукции в ножке зубца якоря B_{12} .

Выразим значения A и B_{δ} через $A j_a$ и B_{12} и геометрические размеры паза. Обозначим: t_1 — зубцовое деление на поверхности якоря, м; t_2 — то же по дну пазов, м; h_M — высота меди проводника обмотки якоря, м; $b_{из}$ — полная толщина изоляции по ширине паза, м; b_n — ширина паза, м. Объем тока в пазу при горизонтальной укладке проводников, А

$$\Sigma i = 2 h_M (b_n - b_{из}) j_a.$$

Линейная нагрузка якоря, А/м,

$$A = \Sigma i / t_1 = [2 h_M (b_n - b_{из}) j_a] / t_1. \quad (IV.2)$$

Тепловой фактор

$$A j_a = [2 h_m (b_n - b_{на}) j_a^2] / t_1.$$

откуда $j_a = \sqrt{A j_a t_1 / [2 h_m (b_n - b_{на})]}$. Если подставить это выражение в уравнение (IV.2), то

$$A = \frac{2 h_m (b_n - b_{на})}{t_1} \sqrt{\frac{A j_a t_1}{2 h_m (b_n - b_{на})}}. \quad (IV.3)$$

Индукция в воздушном зазоре связана с индукцией в ножке зубца соотношением

$$B_\delta = K_{ca} B_{z2} (t_2 - b_n) / t_1, \quad (IV.4)$$

где K_{ca} — коэффициент заполнения сердечника якоря сталью; $K_{ca} = \text{const}$; B_{z2} — индукция в ножке зубца якоря (допускается не более 2,3—2,4 Тл).

С учетом уравнений (IV.3) и (IV.4) выражение (IV.1) примет вид

$$P_{уд} = \sqrt{\frac{2 h_m (b_n - b_{на}) A j_a}{t_1}} B_{z2} \frac{t_2 - b_n}{t_1} K_{ca} v_a. \quad (IV.5)$$

Если принять $h_m = \text{const}$, то, продифференцировав выражение (IV.5) по переменной b_n и приравняв полученное выражение нулю, найдем оптимальную ширину паза $b_{но}$, при которой $P_{уд}$ максимальна:

$$\frac{dP_{уд}}{db_n} = - \sqrt{b_n - b_{на}} + \frac{1}{2} \frac{t_2 - b_n}{\sqrt{b_n - b_{на}}} = 0,$$

откуда

$$b_{но} = (t_2 + 2b_{на}) / 3. \quad (IV.6)$$

Формула (IV.6) дает ширину паза меньше, чем обычно принимается.

Неточность формулы (IV.6) вызвана неполным учетом всех факторов, влияющих на размеры активного слоя якоря: коммутации, превышения температуры якоря, габаритных ограничений, однако она дает существенное сужение области поиска наилучшего варианта двигателя.

Третье направление в области аналитической оптимизации берет свое начало с ранних (1928 г.) работ А. Е. Алексеева [32], в которых предложен обобщенный метод расчета электрических машин. Обобщенным этот метод называется в связи с тем, что при расчете и анализе электрической машины используются не основные размеры машины, а коэффициенты, объединяющие (обобщающие) эти размеры в единое целое, представляющее отношение площадей сечений якоря.

Обычно активным слоем якоря называют слой, занятый пазами, площадь которого

$$Q_a = \pi (D_1^2 - D_2^2) / 4,$$

где D_2 — диаметр по дну пазов якоря.

Отношение площади Q_a к общей площади сечения сердечника якоря называется коэффициентом активности якоря:

$$f_a = \frac{Q_a}{\pi D_a^2 / 4} = 1 - (D_2 / D_a)^2.$$

Коэффициентом пазности f_n называется отношение площади всех пазов якоря к площади Q_a , т. е. $f_n = z b_n h_n / Q_a$.

Отношение площади сечения меди в пазу к общей площади паза называется коэффициентом заполнения паза медью:

$$f_z = q_a \cdot 2 \omega_r u_n / (h_n b_n),$$

где q_a — площадь сечения проводника якоря;

ω_r — число витков в секции;

u_n — число коллекторных пластин на паз.

Произведение $f_a f_n f_z = f_a$ называется коэффициентом заполнения поперечного сечения якоря медью.

Выразив через эти коэффициенты основные размеры якоря и построив кривые изменения основных параметров машины от этих коэффициентов, А. Е. Алексеев предложил метод предварительного расчета основных размеров электрической машины, обеспечивающих максимум произведения AB_δ , т. е. максимум электромагнитной мощности при выбранных значениях α_δ , D_a , l_a , v_a .

Дальнейшее развитие этот метод получил в работах Б. П. Красовского [32] и А. Л. Курочки [33].

Остановимся несколько подробнее на работе А. Л. Курочки. На основе обобщенных коэффициентов им предложен критерий оценки эффективности использования якоря:

$$C_K = \frac{M_\delta}{D_a^3 l_a \lambda_n f_n f_z f_a} = \frac{\pi}{4} \omega_r A j_a \frac{e_{cp}}{e_r}, \quad (IV.7)$$

где λ_n — проводимость путей потока рассеяния обмотки якоря;

e_{cp} — среднее напряжение между пластинами коллектора;

e_r — реактивная э. д. с.

Критерий C_K представляет электромагнитный момент на единицу эффективного объема якоря с учетом тепловых и коммутационных параметров.

Исследование зависимостей критериев C_K, f_a, λ_n от величин f_a и f_n показало, что эти зависимости являются одностремальными функциями, что позволяет выделить для рассмотрения участки $[f_{a1}; f_{a2}]$ и $[f_{n1}; f_{n2}]$, где все критерии достигают своих экстремумов. Так, отрезок $[f_{n1}; f_{n2}]$ изменяется в пределах от 0,45 до 0,5. Для большинства случаев значения интервалов $[f_{a1}; f_{a2}]$ можно рекомендовать следующими: $[0,35; 0,42]$ при $p = 1$; $[0,25; 0,35]$ при $p = 2$; $[0,15; 0,25]$ при $p = 3$; $[0,12; 0,2]$ при $p = 4$.

По принятым значениям f_a, f_n, f_z из полученных интервалов для f_a, f_n и f_z можно определить наиболее рациональные значения ширины и глубины паза:

$$\left. \begin{aligned} b_n &= \pi D_a f_n (1 + \sqrt{1 - f_a}) / (2Z); \\ h_n &= D_a (1 - \sqrt{1 - f_a}) / 2. \end{aligned} \right\} \quad (IV.8)$$

Определив значения b_n и h_n , можно для выбранной схемы обмотки и конструкции изоляции рассчитать размеры меди обмотки якоря.

Выбор размеров якоря по этой методике наиболее обоснован. Но так как методика не учитывает влияния лобовых частей обмотки якоря и параметров остова, выбранные размеры не могут считаться окончательными и могут быть в процессе дальнейшего расчета уточнены, особенно при вписывании остова в ограниченное пространство под лобком обмотки.

Таким образом, аналитические методы оптимизации позволяют находить рациональные решения лишь на основе приближенных закономерностей для всей машины или дают возможность находить точные решения только для отдельных узлов машины.

§ 13.2. Поисковые методы

В связи с развитием вычислительных машин большое применение стали получать поисковые методы оптимального проектирования, которые сразу обеспечивают получение численного результата решаемой задачи. При этом проектная задача представляется в виде набора формул, графиков, таблиц, связывающих искомые параметры машины с исходными данными.

Оптимизационная математическая модель требует наличия критерия предпочтения одного варианта проекта другому, т. е. критерия оптимальности. Например, если необходимо спроектировать машину с минимальной массой, то масса есть критерий оптимальности.

Критерий оптимальности количественно выражается через целевую функцию (масса двигателя). Если обозначить через вектор $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ те независимые параметры, которые выбираются в процессе расчета, то функция цели $F(\mathbf{x})$ определяется значениями этих параметров. На отдельные параметры и на отдельные характеристики машины $\phi_j(\mathbf{x})$ накладываются ограничения:

$$\underline{x}_i \leq x_i \leq \bar{x}_i, \quad i = 1, 2, \dots, n;$$

$$\phi_j(\mathbf{x}) \leq 0, \quad j = 1, 2, \dots, m.$$

где $\underline{x}_i$ — нижнее ограничение параметра;

$\bar{x}_i$ — верхнее ограничение параметра.

Оптимизировать проект двигателя — это значит найти вектор $\mathbf{x}$ ($x_1, x_2, \dots, x_n$), при котором функция цели $F(\mathbf{x})$ минимальна (или максимальна) и выполняются неравенства:

$$\underline{x}_i \leq x_i \leq \bar{x}_i, \quad i = 1, 2, \dots, n;$$

$$\phi_j(\mathbf{x}) \leq 0, \quad j = 1, 2, \dots, m.$$

Для тяговых двигателей как функция цели $F(\mathbf{x})$, так и функциональные ограничения являются нелинейными функциями, поэтому сформулированная выше задача есть задача нелинейного программирования.

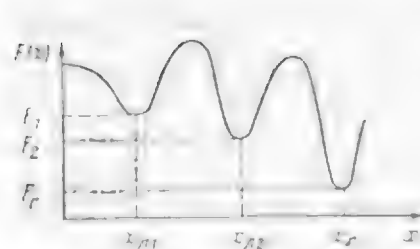


Рис. IV.1. Минимальные значения функции цели

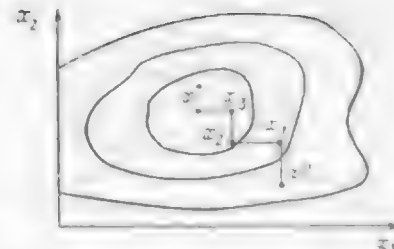


Рис. IV.2. К использованию метода покоординатного спуска

Функция цели $F(\mathbf{x})$ и функциональные ограничения $\phi_j(\mathbf{x})$ в задачах оптимального проектирования имеют сложную природу и во многих случаях задача поиска может иметь не один, а несколько экстремумов. На рис. IV. 1 изображена одномерная кривая с двумя локальными $x_{Л1}$, $x_{Л2}$ и одним глобальным $x_Г$ минимумами.

Ограничения вида $\underline{x}_i \leq x_i \leq \bar{x}_i$ определяют в пространстве непрерывных параметров многомерный «брус» $R_1 \{ \mathbf{x} | \underline{x}_i \leq x_i \leq \bar{x}_i \}$.

Нелинейные ограничения $\phi_j(\mathbf{x}) \leq 0$ определяют некоторую область допустимых изменений параметров $R_2 = \{ \mathbf{x} | \phi_j(\mathbf{x}) \leq 0, j = 1, 2, \dots, m \}$. Пересечение этих областей определяет допустимую область изменения параметров $R = R_1 \cap R_2$.

Для решения задач нелинейного программирования применяют различные методы: перебора, градиентные, случайного поиска.

Наиболее простым и надежным методом оптимизации является метод полного перебора [34]. Этот метод позволяет найти глобальный оптимум с точностью до шага в выбранной области поиска. Для того чтобы просмотреть всю область R , ее разбивают на n -мерные параллелепипеды (где n — число независимых переменных) с длинами сторон, равными шагу изменения независимой переменной. Обход всех узлов сетки следует выполнять в определенном порядке. В каждом узле вычисляют целевую функцию и ограничения, выбирают оптимальное значение $F(\mathbf{x})$, удовлетворяющее ограничениям. Метод рекомендуется применять при $n \leq 4$.

Перебор точек можно осуществлять по случайному методу (метод Монте-Карло). По эффективности этот метод равноценен методу полного перебора.

Метод Гаусса-Зейделя, метод покоординатного спуска [35], относится к методам локального поиска. В этом методе функция цели определяется на каждом шаге только по одной переменной при фиксированных других. По данной переменной находится точка экстремума функции $F(\mathbf{x})$. Затем выбирается следующая переменная и из найденной точки находится экстремум по новой переменной. Так повторяется до тех пор, пока не будет получена точка, близкая к оптимальной (рис. IV.2). Изменение каждой переменной производится по выражению

$$x_i^{t+1} = x_i^t + \lambda_i^t f_i, \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

где λ_i^r — длина шага, минимизирующая функцию $F(x)$ вдоль направления l_i на r -й итерации;
 l_i — n -мерный вектор с компонентами, определяющий направление поиска вдоль i -й координаты:
 $l_i = \begin{cases} 1, & \text{если } i = j; \\ 0, & \text{если } i \neq j, j = 1, 2, \dots, n. \end{cases}$

Задается также точка начального приближения x^0 . Длина шага вдоль i -й координаты определяется решением задачи оптимизации для одномерного поля:

$$\min_{\lambda \geq 0} F\left(x^r + \sum_{j=1}^{i-1} \lambda_j^r l_j + \lambda l_i\right).$$

Поиск заканчивается при условии попадания в заданную окрестность оптимальной точки

$$\|x^{r+1} - x^r\| \leq \varepsilon,$$

где ε — заданная точность расчета.

Недостаток метода — требование полной независимости параметров, достоинство — простота, минимизация без вычисления производных.

Градиентный метод [34—36] относится к методам локального поиска без ограничений. В основе метода лежит понятие градиента целевой функции $F(x)$ векторного аргумента $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, представляющего собой вектор, координатами которого являются частные производные по переменным вектора x :

$$\text{grad } F(x) = \left(\frac{\partial F(x)}{\partial x_1}, \frac{\partial F(x)}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial F(x)}{\partial x_n} \right)$$

Градиент имеет направление в сторону наибольшего возрастания функции $F(x)$, т. е. для нахождения максимума функции необходимо двигаться в направлении градиента, а для нахождения минимума — в направлении антиградиента $[-\text{grad } F(x)]$. Градиент всегда перпендикулярен к поверхности равных значений функции $F(x)$ в рассматриваемой точке.

Поиск начинается из исходной точки A , находящейся внутри допустимой области с вектором $x = (x_1^0, x_2^0, \dots, x_n^0)$. Поправка к составляющим вектора исходного приближения определится как:

$$\Delta x_1 = -\frac{\partial F(x)}{\partial x_1} \lambda; \quad \Delta x_2 = -\frac{\partial F(x)}{\partial x_2} \lambda$$

и т. д.

где λ — малое положительное число.

Или в общем виде

$$\Delta x^1 = -\frac{\partial F(x)}{\partial x} \lambda.$$

Первое приближение определится для составляющих вектора:

$$x_1^1 = x_1^0 + \Delta x_1, \quad x_2^1 = x_2^0 + \Delta x_2$$

и т. д.

В общем виде

$$x^1 = x^0 + \Delta x^1.$$

В точке x^1 получим значение $F(x^1)$ и затем, принимая точку x^1 за исходную, находим в ней градиент $\frac{\partial F(x)}{\partial x^1}$ и снова делаем шаг по направлению антиградиента.

Процесс повторяется до тех пор, пока модуль градиента

$$\left| \frac{\partial F(x)}{\partial x} \right| = \sqrt{\left[\frac{\partial F(x)}{\partial x_1} \right]^2 + \left[\frac{\partial F(x)}{\partial x_2} \right]^2 + \dots + \left[\frac{\partial F(x)}{\partial x_n} \right]^2}$$

не станет меньше заданного числа ε . Иными словами, процесс градиентного спуска (поиск минимума функции) состоит из определения градиента и осуществления шага по антиградиенту. Вместо вычисления частных производных целевой функции, если это трудно осуществить, производные можно подсчитать по соответствующим разностям:

$$\frac{\partial F(x)}{\partial x_i} = \frac{F(x_1, x_2, \dots, x_i + \Delta x_i, \dots, x_n) - F(x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n)}{\Delta x_i}.$$

Шаг изменения вектора x должен выбираться в зависимости от изменения функции $F(x)$. При большом изменении $F(x)$, вдали от оптимума шаг должен быть больше, при приближении к оптимуму и уменьшении изменения $F(x)$ шаг должен уменьшаться. Например, шаг можно связать с самим модулем градиента

$$\Delta x = K \left| \frac{\partial F(x)}{\partial x} \right|,$$

где K — коэффициент пропорциональности.

Графическая интерпретация градиентного спуска для функции двух переменных $F(x) = F(x_1, x_2)$ поясняется рис. IV.3. Поиск экстремума начинается с точки $A(x_1^0, x_2^0)$ в направлении антиградиента $-\frac{\partial F(x)}{\partial x_A}$.

Движение по направлению антиградиента до точки, в которой достигается минимальное значение функции $F(x)$, и составляет существо метода наискорейшего спуска, являющегося разновидностью градиентного метода. Последний позволяет за малое число шагов достичь оптимума. Минимум функции $F(x)$ на данном направлении при этом определяется каким-либо известным методом, т. е. выполняется однопараметрическая оптимизация.

При оптимизации необходимо учитывать ограничения. Учет их представляет довольно сложную задачу [35]. Одним из методов, позволяющих при поиске не только учитывать, но и использовать ограниче-

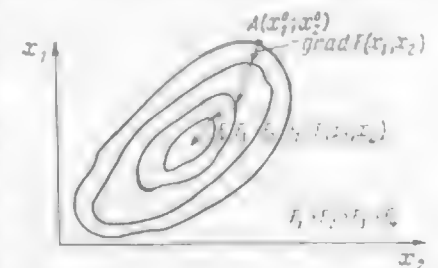


Рис. IV.3. Интерпретация градиентного спуска для функции двух переменных

ния и решать как бы задачу без ограничений, является *метод штрафных функций*. По этому методу к основной функции цели добавляются так называемые штрафные функции, которые при поиске внутри допустимой области равны нулю, при выходе из допустимой области резко возрастают. При этом происходит быстрое возвращение в допустимую область. Так как при использовании *штрафных функций* ограничения не используются в явной форме, при поиске оптимума могут применяться методы безусловной оптимизации (т. е. без учета ограничений).

По методу штрафных функций вместо критерия $F(x)$ вводится обобщенный критерий

$$T(x) = F(x) + Q(x),$$

где $Q(x)$ — функция штрафа, которую можно определить как $Q(x) =$

$$= \sum_{j=1}^n \xi_j \phi_j(x) \text{ [здесь } \phi_j(x) \text{ — нелинейное ограничение } j].$$

Если $\phi_j(x) \leq 0$, то $\xi_j = 0$.

Если только происходит нарушение ограничений, то $\xi_j = A_j$ (где A_j — большая постоянная величина). При этом резко увеличивается функция $T(x)$, что препятствует движению в недопустимую область. Имеется положительный опыт применения метода штрафных функций. Однако при большом числе ограничений скорость спуска замедляется и время решения интенсивно растет.

Наиболее простой алгоритм имеет *метод случайного поиска*. Этот метод по сравнению с градиентными методами: методом Гаусса-Зейделя и методом штрафных функций, не требует, чтобы исследуемая функция цели была непрерывна, одноэкстремальна, выпукла, а исследуемая область допустимых значений была односвязна.

Поэтому метод находит довольно большое применение при оптимизации сложных объектов, например серий асинхронных двигателей [37] и тяговых двигателей [38].

Рассмотрим алгоритмы случайного поиска. Алгоритм глобального случайного поиска (обозначим его SP) заключается в том, что выбирается случайная точка $x = \xi$ в «брусе» ограничений R_1 и проверяется выполнимость ограничений R_2 . Если хотя бы одно ограничение R_2 не выполняется, то точка отбрасывается. Если нарушения ограничений нет, то вычисляется значение целевой функции $F(\xi)$ и запоминается наименьшее ее значение.

Алгоритм SP запишется следующим образом.

1. Выработка псевдослучайных равномерно распределенных на отрезке $[0, 1]$ чисел η_i ($i = 1, 2, \dots, n$) и преобразование их в переменные ξ_i по соотношению $\xi_i = x_i + \eta_i (x_i - x_i)$; $\xi_i = (\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n)$.

2. Вычисление значений функций $F(\xi_i)$ и $\phi_j(\xi_i)$, $j = 1, 2, \dots, n$.

3. Проверка условий $\phi_j(\xi_i) \leq 0$, $j = 1, 2, \dots, n$.

При нарушении хотя бы одного из них необходимо перейти к п.1.

4. Запоминание наименьшего значения $F(\xi)$ и вектора $x = \xi$.

5. Проверка условия окончания поиска и переход при невыполнении к п.1. В качестве критерия окончания поиска обычно задается число случайных проб. Этот метод для нахождения глобального миниму-

ма требует довольно большого числа проб, а значит, больших затрат времени работы на ЭВМ.

Для того чтобы более тщательно исследовать окрестность в области наименьшего значения k -й точки (адаптироваться к данной задаче), переходят к «методу микрокопа», т. е. к случайному поиску в суженном «брусе» R_1^k (алгоритм SPM). Поиск в «брусе» R_1^k должен сочетаться с поиском по всему «брусу» ограничений R_1 , чтобы не упустить глобальный минимум.

Процесс поиска состоит из двух этапов. На первом этапе P случайных проб делаются равномерно в «брусе» $R_1 - R_1^k$. При этом выбирается минимальное (рекордное) значение функции $F(x)$, соответствующее вектору $\hat{x}$.

На втором этапе случайные пробы делаются в «брусе» R_1^k с центром в точке x , но каждая сторона «бруса» уменьшена в $C_2 > 1$ раз. Плотность распределения проб при этом возросла в C_2^n раз.

Рассмотрим более подробно алгоритм SPM.

1. Вычисление значений $\hat{x} = x_0$, $F(x) = F(x_0)$.

2. Определение центра «бруса» R_1^k [рекорда $(n-1)$ -го этапа] $\hat{x}_1$.

3. Вычисление значений границ «бруса» R_1^k :

$$\bar{x}_i^k = \max \left\{ x_i; x_i - \frac{x_i - \hat{x}_i}{2C_2} \right\}$$

$$\bar{x}_i^k = \min \left\{ x_i; x_i + \frac{x_i - \hat{x}_i}{2C_2} \right\}, \quad i = 1, 2, \dots, n$$

4. Выработка псевдослучайных равномерно распределенных на отрезке $[0, 1]$ чисел η_i ($i = 1, 2, \dots, n$) и преобразование их в переменные ξ_i следующим образом:

$$x^l = \xi = (\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n).$$

5. Вычисление значений функций цели $F(x^l)$ и функций ограничений $\phi_j(x^l)$, $j = 1, 2, \dots, m$, и проверка их выполнения. Если $\phi_j(x^l) \leq 0$, то перейти к п. 6, в противном случае — к п. 8.

6. Проверка приближения функции к минимуму. Если $F(x^l) < F(x)$, то перейти к п.7, в противном случае — к п. 8.

7. Запоминание рекорда $\hat{x} = x^l$ и $F(\hat{x}) = F(x^l)$.

8. Повторение процесса вычислений, начиная с п. 3, для $l = 1, 2, \dots, P$.

9. Повторение процесса вычислений с п. 2 k раз. Окончанием поиска служит заданное число проб $N = p - k$.

Повышение эффективности случайного поиска может быть достигнуто применением вероятностной адаптации. При этом поиск, так же как и в «методе микрокопа», локализуется в окрестности рекордной точки, но случайные пробы вырабатываются, например, по нормальному зако-

пу с центром в этой точке и с постоянной дисперсией. Обозначим этот метод SPA. От SPM он отличается тем, что случайные числа ξ_i подчиняются нормальному закону. Преобразование ξ_i в x_i осуществляется по формуле

$$x_i = x_i + \xi_i \sigma_{0i}, \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

где $\widehat{x}_i$ — координаты центра рассеивания закона нормального распределения.

Затем проверяется условие $x_i \in [x_i, \bar{x}_i]$.

Если центр распределения случайных проб перемещать сразу же после первой удачной пробы, то получатся более быстрые модификации алгоритмов SPM и SPA, однако они более подвержены опасности потери глобального оптимума.

Эффективность алгоритма SPA зависит от значения выбранной дисперсии. Возможно создание алгоритма с управляемой дисперсией (алгоритм SPB). При этом дисперсия σ_k^2 на k -м этапе определяется в зависимости от результатов P проб на $(k - 1)$ -м этапе.

Если доля допустимых и рекордных проб в $(k - 1)$ -й серии была меньше заданного значения, то дисперсия σ_k^2 уменьшается и тем самым в k -й серии испытаний более подробно исследуется окрестность рекорда. Если результат противоположный, то резко увеличивают значение дисперсии для того, чтобы попытаться перейти в область приближения глобального минимума.

Для увеличения вероятности получения допустимых точек при розыгрыше можно предложить метод последовательного сужения границ, заключающийся в том, что по мере розыгрыша отдельных координат вектора ξ , используя эти координаты, можно сузить линейные двусторонние границы $x_i \leq x_i \leq \bar{x}_i$, $i = 1, 2, \dots, n$, путем использования функциональных ограничений [38].

Глава 14. ПРИМЕНЕНИЕ ЭВМ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 14.1. Проектные работы, выполняемые с применением ЭВМ

Необходимость создания все более мощных тяговых двигателей приводит к возрастанию требований к проектным работам. Чтобы спроектировать надежно работающую машину при высоком использовании материалов, необходимо провести глубокий анализ и расчет всех процессов в машине, просмотреть широкий спектр возможных конструктивных вариантов, а это приводит к удлинению сроков проектирования. Остро стал вопрос о повышении производительности труда в проектировании при одновременном повышении его качества.

В первую очередь ЭВМ могут применяться для автоматизации расчетных работ. Но для переложения расчетов на ЭВМ требуется большая предварительная работа по созданию алгоритмов и программ.

Необходимо выявить те расчеты, которые выполняются наиболее часто или которые наиболее трудно делать вручную.

Наиболее часто при проектировании проводятся тепловые расчеты обмотки якоря, компенсационной обмотки, катушек главных и добавочных полюсов. И хотя каждый расчет может быть выполнен вручную за 10—20 ч рабочего времени, из-за большой частоты выполнения этих расчетов их оказалось выгодно автоматизировать. Затем на ЭВМ стали выполнять коммутационный и электромагнитный расчеты.

Из-за большой трудоемкости (60—80 ч рабочего времени) на ЭВМ осуществляют расчеты электромеханических характеристик и коммутации на пульсирующем токе. Создана программа поверочного расчета всего тягового двигателя, включающая электромагнитный, коммутационный и тепловые расчеты. Эти программы позволили ускорить проведение расчетных работ. Подготовка исходных данных для отдельного расчета занимала не более 3—4 ч, а сам расчет на ЭВМ типа ЕС-1022 не превышал 0,25 ч. Однако так как все эти программы были созданы на базе ручных инженерных методик, точность расчетов не повысилась.

Разработка и использование при проектировании тяговых двигателей программ поиска допустимого варианта и оптимизации тягового двигателя — второе направление применения ЭВМ в проектировании. Эти программы потребовали серьезной перестройки расчета. Так, в программе поиска допустимого варианта потребовалось учесть технические ограничения, потребовалось включить математический метод автоматического поиска оптимального варианта тягового двигателя и критерий оптимизации. Несмотря на то что эти программы позволили более обоснованно выбирать рациональный вариант конструкции машины, точность расчетов по ним осталась на уровне инженерных ручных расчетов.

Для повышения точности расчетов необходима разработка их на новой, более строгой теоретической основе. Например, использование теории электромагнитного поля для электромагнитных расчетов тягового двигателя позволяет более точно учесть насыщение отдельных участков магнитной цепи, их зависимость друг от друга и взаимовлияние, т. е. практически провести тщательное исследование с использованием для этой цели лишь ЭВМ, не делая макетных образцов. Решение задач теории поля с использованием ЭВМ сопряжено с преодолением значительных трудностей и требует применения численных методов. Наибольшее распространение получили такие численные методы, как метод конечных разностей (МКР) и метод конечных элементов (МКЭ).

В тяговых двигателях для расчета магнитного поля с учетом насыщения всей машины нашел применение МКЭ, а при расчете коммутации оказалось целесообразным использовать МКР без учета насыщения магнитной цепи добавочных полюсов.

Разработанные программы расчета магнитного поля и коммутации с использованием численных методов позволили значительно повысить точность и глубину проводимых расчетов, принимать такие решения, которые на уровне ручных инженерных расчетов были невозможны.

Важным направлением использования ЭВМ в проектировании является автоматизация конструкторских графических работ. Она стала возможной лишь в последние годы и связана в значительной мере с успехами в создании разнообразных электронных и электромеханических устройств отображения графической информации, таких, как графические дисплеи, графопостроители и кодировщики графической информации.

Автоматизация конструирования требует, чтобы был проведен предварительный анализ существующих конструкций деталей и узлов с учетом возможной унификации и выделены наиболее стабильные, редко изменяемые конструкции. Чертежи их целесообразно выполнять с использованием чертежных автоматов, так как для таких конструкций не потребуется частая переделка программ.

В настоящее время конструирование представляет собой процесс, в значительной степени основанный на опыте и интуиции конструктора, поэтому при решении конструкторских задач применяется диалоговый режим работы на ЭВМ, при котором в заранее предусмотренных местах программа останавливается и ждет указания от человека.

Дальнейшим развитием автоматизации проектирования является объединение технических средств и математических методов и программ в единую систему автоматизированного проектирования (САПР), позволяющую перейти от отдельных расчетов к комплексной автоматизации проектирования.

§ 14.2. Особенности немашинных и машинных методов проектирования

Различают следующие стадии разработки технического объекта: техническое задание, техническое предложение, эскизный проект, технический проект, рабочий проект, установочные серии. Каждая стадия отличается от предыдущей большей глубиной проработки проекта. На стадии технического проекта изготавливают экспериментальные образцы для проверки принятых решений. Рабочий проект также включает изготовление и испытание опытных образцов, а техническая документация, разработанная на этой стадии, служит основой для изготовления установочной партии, по которой определяют эксплуатационную надежность созданных тяговых двигателей.

На первых этапах выбора структуры машины, принципа действия, типа передачи, применяемых материалов основная роль принадлежит конструктору, его опыту, интуиции. Он анализирует ранее изготовленные тяговые двигатели как советские, так и зарубежные для выбора окончательной структуры машины, принимает решение по унификации узлов исходя из результатов эксплуатации, выбирает конструктивные материалы на основе анализа последних достижений в этой области. При этом роль ЭВМ незначительна, так как такие работы трудно формализовать.

На всех стадиях проектирования выполняют как конструкторские проработки, так и расчеты, дополняющие друг друга. При проектировании без применения ЭВМ, когда расчеты ведут по методикам, имею-

щим для уменьшения трудоемкости существенные упрощения, точность расчетов довольно невысокая. В этом случае доводку конструкции осуществляют в значительной мере на макетных и опытных образцах. Их изготовление предусмотрено на всех стадиях разработки, начиная с технического проекта. Однако иногда приходится требующиеся существенные изменения конструкции незначительно (например, требуется переделка доработанного штампа). Поэтому приходится после изготовления опытных образцов корректировать некоторые параметры машины в худшую сторону и соглашаться на далеко не оптимальный ее вариант.

При применении ЭВМ расчеты выполняются без существенных упрощений, что повышает их точность. По точной математической модели могут быть рассчитаны различные конструктивные варианты тягового двигателя, без изготовления опытных образцов.

Не все процессы, происходящие в электрической машине, могут быть описаны с такой точностью, чтобы можно было отказаться от изготовления опытных образцов. Но применение точных методик расчета позволяет избежать грубых просчетов в проектировании и резко сократить доводочные работы на макетных и опытных образцах двигателей.

Применение ЭВМ позволяет выбрать вариант тягового двигателя с оптимальными размерами на основе оптимизационных программ, разработанных с учетом большого количества влияющих факторов. И хотя структура машины выбирается конструктором на основе опыта, разработанные для ЭВМ универсальные методики расчета (магнитного поля, коммутации и др.) позволяют провести более глубокий анализ структур и выбрать наиболее рациональную.

При проектировании тяговых двигателей большое значение имеет унификация деталей и узлов, позволяющая повысить надежность и стоимость изготавливаемой конструкции и облегчить ее освоение в производстве. Кроме того, конструкции тяговых двигателей в значительной мере подчинены друг другу и отличаются лишь размерами. В такой ситуации даже точные методики расчета могут дать нехорошие результаты, если использовать метод расчета по аналогии, при котором вначале рассчитывается существующий образец, наиболее близкий (по конструкции, применяемым материалам и т. д.) к проектируемому. По результатам расчета определяют погрешность методики. Учитывая эту погрешность при расчете нового образца, можно получить довольно близкий к реальному результат.

При существенных изменениях конструкции двигателя, отсутствии аналога ручные расчеты дают очень неточные результаты и только применение точных методик, разработанных для ЭВМ, может дать приемлемую точность расчета.

Применение ЭВМ для графических конструкторских работ является еще одним существенным достижением в области проектирования, позволяющим ускорить разработку и поднять качество проектирования.

§ 15.1. Математическая модель поверочного расчета тягового двигателя

При построении математической модели будем использовать системный подход, т. е. электрическую машину будем рассматривать как техническую систему, состоящую из элементов (отдельных узлов и деталей), связанных и взаимодействующих друг с другом, и обладающую такими свойствами, которые не являются простой суммой свойств отдельных элементов. Эта техническая система связана с внешней окружающей средой, влияющей на ее функционирование. Система имеет определенную структуру, т. е. способ соединения элементов друг с другом. Выявление всех взаимосвязей между элементами — одна из задач системного подхода.

Математическое описание процессов в электрической машине представляет собой ее математическую модель. Все процессы в машине считаем происходящими только в установившемся режиме, т. е. математическая модель статическая. Рассматриваем только активную часть машины.

Математическую модель создаем для поверочного расчета, т. е. такого, при котором конструктор вначале задает все необходимые размеры машины (например, диаметр якоря, длину якоря, размеры паза и т. д.), а затем осуществляет расчет. По результатам этого расчета он делает вывод о допустимости выбранных размеров машины.

Практически таким образом и ведется проектирование машины, если не имеется специальных оптимизационных программ.

Разделим параметры электрической машины на входные, внутренние и выходные.

Входные параметры — это значения внешних по отношению к электрической машине величин, таких, как температура окружающей среды, подводимое электрическое напряжение, температура и влажность вентилирующего воздуха и др.

Внутренние параметры — это величины, характеризующие детали и узлы машины. К ним относятся размеры, материал, чистота и точность обработки деталей и узлов, а также структурные параметры (количество и расположение деталей и узлов).

Выходные параметры — это количественное выражение основных характеристик электрической машины (зависимость вращающего момента, частоты вращения и к.п.д. от нагрузки и др.).

Кроме рассмотренных параметров, в процессе расчета приходится пользоваться промежуточными параметрами — *параметрами связи*, или *параметрами состояния*, т. е. значениями магнитных потоков, электрических и механических напряжений, электрических токов, воздушных потоков в различных элементах и в воздушных промежутках электрической машины.

Количественная взаимосвязь между рассмотренными параметрами описывается *уравнениями связи*. В электрической машине связи между

элементами имеют различную физическую природу, поэтому уравнения необходимо составлять для каждого вида связей и процессов и для взаимодействий между процессами различной природы.

Основным процессом в электрической машине является процесс преобразования электрической энергии в механическую и обратно. Он сопровождается тепловыми, вентиляционными и механическими процессами. Кроме процессов, при создании математической модели необходимо учитывать пространственные связи между элементами машины.

Рассмотрим активную часть электрической машины постоянного тока без компенсационной обмотки (рис. IV. 4). К остоу 1 прикреплен сердечник главного полюса 3 с насаженной на него катушкой главного полюса (ГП) 2 и сердечник добавочного полюса (ДП) 8 с катушкой добавочного полюса 7. В месте соединения остова с осью электровазона он по толщине уменьшен до размера Δj для размещения зубчатой передачи. Сердечник якоря 6 имеет зону зубцов якоря 4 с пазами, заполненными обмоткой якоря 5.

Все элементы связаны друг с другом в пространстве. Кроме видимых структурных связей, между элементами имеются связи магнитные, тепловые, электрические, механические и др. Для того чтобы придать им большую наглядность, представим элементы в виде прямоугольников и соединим их линиями, соответствующими связям между элементами и окружающей средой (рис. IV. 5). Хотя вентилирующий воздух можно отнести к окружающей среде, но для лучшего понимания связей в машине он выделен как отдельный элемент.

К окружающей среде относятся электрические вводы, вход вентилирующего воздуха, окружающая двигатель атмосфера, железнодорожный путь, масса поезда и др.

Тяговый двигатель — элемент системы, которой является электроваз. Основное назначение тягового двигателя — обеспечить необходимые номинальные силу тяги $F_{ном}$ и скорость движения электровазона $v_{ном}$. Исходя из этого требования может быть получена необходимая мощность на валу тягового двигателя, кВт,

$$P_{ном} = F_{ном} v_{ном} / (3600 \eta_d), \quad (IV.9)$$

где η_d — к. п. д. зубчатой передачи.

Для выбранного напряжения на зажимах двигателя U и предварительно принятого к.п.д. двигателя η_d получим требуемый ток в якоре, А,

$$I_a = P_{ном} \cdot 10^3 / (U \eta_d). \quad (IV.10)$$

Частота вращения якоря тягового двигателя, об/мин, определяется требуемой скоростью электровазона $v_{ном}$, выбранным передаточным отношением зубчатой передачи i и диаметром ведущего колеса электровазона $D_{вк}$:

$$n_{ном} = 5,3 v_{ном} / D_{вк}. \quad (IV.11)$$

Требуемый момент нагрузки на валу тягового двигателя, Н·м,

$$M = 9550 P_{ном} / n_{ном}. \quad (IV.12)$$

$$r_i = \rho_i l_i / q_i, \quad (IV.15')$$

где ρ_i , l_i , q_i — соответственно удельное сопротивление материала, длина и площадь поперечного сечения i -го элемента (проводника).

Магнитные потери для j -го элемента являются функцией следующих параметров:

$$\Delta P_j(c_j, f_j, m_j, B_j), \quad (IV.16)$$

где c_j — коэффициент, определяемый маркой материала стали и толщиной листов j -го элемента;
 f_j — частота перемагничивания магнитного потока в j -м элементе;
 m_j — масса j -го элемента;
 B_j — магнитная индукция в j -м элементе, определяемая через магнитный поток Φ_j и площадь сечения S_j элемента: $B_j = \Phi_j / S_j$.

Механические потери элемента определяются свойствами, размерами и скоростями трущихся поверхностей и нагрузкой на трущиеся элементы.

Следующим основным уравнением математической модели тягового двигателя является уравнение баланса э. д. с. и падений напряжений:

$$\sum_i e_i - \sum_k \Delta U_k = 0. \quad (IV.17)$$

Для установившегося режима работы двигателя последовательного возбуждения это уравнение имеет вид

$$U - I_a = I_a \sum r_i = 0 \quad (IV.18)$$

В уравнении (IV.18) э. д. с. якоря

$$E = p n N \Phi \omega_a, \quad (IV.18')$$

Уравнение баланса м. д. с. и падений магнитного потенциала в элементах для магнитной цепи главных полюсов

$$\sum_i F_i - \sum_j I_j \omega_j = 0, \quad (IV.19)$$

где I_j , ω_j — ток и число витков j -го элемента.

В уравнении (IV.19) падение магнитного потенциала i -го участка магнитной цепи

$$F_i = K_i \Phi \frac{L_i}{\mu_i S_i}, \quad (IV.19')$$

где K_i , μ_i — соответственно коэффициент рассеяния магнитного потока, магнитная проницаемость материала, длина и площадь сечения i -го элемента магнитопровода.

Для разветвленной магнитной цепи может быть записано уравнение баланса магнитных потоков

$$\sum_i \Phi_i = 0. \quad (IV.20)$$

Для разветвленной электрической цепи запишем уравнение баланса токов

$$\sum_i I_i = 0. \quad (IV.21)$$

Уравнения (IV.14), (IV.17), (IV.19), (IV.20), (IV.21) описывают связи между элементами двигателя на основе 1-го и 2-го законов Кирхгофа. Эти уравнения называют *топологическими* [39]. Уравнения (IV.20), (IV.21), составленные по 1-му закону Кирхгофа, называют *уравнениями равновесия*, а уравнения (IV.14), (IV.17), (IV.19), выражающие 2-й закон Кирхгофа, — *уравнениями совместности*.

Уравнения (IV.15), (IV.15'), (IV.16), (IV.18'), (IV.19'), описывающие математические процессы в отдельных элементах, называют *компонентными*.

Все приведенные выше уравнения написаны для основных электромагнитных процессов в двигателе, связанных с созданием вращающего момента в соответствии с уравнением (IV.13).

Вспомогательные электромагнитные процессы, связанные с обеспечением безыскровой коммутации и происходящие в элементах 1, 4—8 (см. рис. IV.4), описываются подобными топологическими и компонентными уравнениями, но их действие ограничено зоной коммутации в проводниках обмотки якоря. Мы здесь эти уравнения не приводим.

Поток энергии из зоны зубцов передается через цепочку элементов машины на вал.

В установившемся режиме на элементы двигателя действуют как вращающие моменты, так и силы, вызывающие поступательное движение элементов.

Запишем топологическое уравнение равновесия вращающих моментов для якоря в установившемся режиме

$$\sum_k M_k = 0 \quad (IV.22)$$

или

$$M_a = M_0 + M, \quad (IV.22')$$

где M_0 — электромагнитный момент;

M_0 — момент, обусловленный магнитными, добавочными и механическими потерями, покрываемыми за счет механической мощности;

M — момент нагрузки на валу двигателя.

В частях деталей якоря при этом возникают касательные напряжения

$$\tau = \frac{dM}{dSR}, \quad (IV.23)$$

где dM — элементарный вращающий момент, действующий на рассматриваемую часть;

dS — площадь сечения рассматриваемой части детали якоря;

R — радиус, на котором находится рассматриваемая часть детали якоря.

Уравнение (IV.23) компонентное.

Для вращающихся элементов запишем топологическое уравнение баланса угловых скоростей

$$\sum_i \Omega_i = 0. \quad (IV.24)$$

От воздействия центробежных сил на элементы якоря и возникшего из-за эксцентричного расположения якоря одностороннего магнитного притяжения между якорем и сердечниками главных полюсов возникают поступательные смещения отдельных элементов двигателя. Напишем для такого движения топологическое уравнение равновесия сил, действующих на тело,

$$\sum_k F_k = 0. \quad (IV.25)$$

Для якоря это уравнение можно записать в виде

$$T + G - \kappa f = 0, \quad (IV.26)$$

где T — сила одностороннего магнитного притяжения;
 G — вес якоря;
 κ — жесткость вала;
 f — прогиб вала якоря.

Уравнение (IV.25) выражает известный в теоретической механике принцип Даламбера [40].

Компонентное уравнение для поступательного движения, выражающее возникающие в элементах якоря напряжения от изгибающего момента,

$$\sigma = (T + G) l / (4W_3), \quad (IV.27)$$

где l — расстояние между подшипниками, посаженными на вал;
 W_3 — момент сопротивления для диаметра вала d : $W_3 = \pi d^3 / 32$.

Топологическое уравнение для баланса скоростей при поступательном движении

$$\sum_n v_n = 0, \quad (IV.28)$$

т. е. сумма абсолютной, относительной и переносной скоростей равна нулю.

Потери энергии в тяговом двигателе приводят к нагреванию его элементов. Рассмотрим уравнения, описывающие тепловые процессы. Основными показателями теплового процесса являются температура t и мощность теплового потока Q_t , т. е. количество передаваемой от элемента к элементу тепловой энергии в единицу времени.

По аналогии с токовыми процессами можно написать следующие топологические уравнения для тепловых процессов:

уравнение равновесия тепловых потоков для узла

$$\sum_i Q_i = 0; \quad (IV.29)$$

уравнение совместности для перепада температур Δt вдоль контура

$$\sum_m \Delta t_m = 0. \quad (IV.30)$$

Запишем компонентные уравнения.

Тепловой поток

$$Q_t = \lambda t' t. \quad (IV.31)$$

В уравнении (IV.31) тепловое сопротивление элемента

$$R_t = l / (\lambda S) + 1 / (\alpha S), \quad (IV.32)$$

где l , S — длина и площадь сечения элемента;
 λ — коэффициент теплопроводности материала элемента;
 α — коэффициент теплоотдачи элемента.

Для улучшения отвода тепла тяговый двигатель вентилируется принудительно.

Опишем аэродинамические процессы, происходящие при этом. Топологические уравнения будут следующие:

уравнение баланса вентиляционных потоков в любом узле для разветвленной цепи (уравнение равновесия)

$$\sum_i Q_i = 0; \quad (IV.33)$$

уравнение баланса напоров вдоль любого вентилируемого контура (уравнение совместности)

$$\sum_j h_j = 0. \quad (IV.34)$$

Запишем компонентные уравнения для аэродинамических процессов.

Для турбулентного характера движения вентилирующего воздуха, который имеет место в тяговых двигателях, потери напора при переходе от сечения 1 к сечению 2

$$h_{12} = Q^2 Z_{12}. \quad (IV.35)$$

В уравнении (IV.35): Q — расход вентилирующего воздуха; Z_{12} — местное гидравлическое сопротивление при переходе от сечения 1 к сечению 2:

$$Z_{12} = \zeta C_n / (2S_2), \quad (IV.36)$$

где ζ — коэффициент местного аэродинамического сопротивления, определяемый конструкцией канала;

C_n — плотность воздуха;

S_2 — площадь сечения канала.

При движении воздуха по узким длинным каналам (например, в зазоре под главным полюсом) приходится дополнительно учитывать потерю напора.

Необходимо отметить взаимовлияние отдельных процессов друг на друга. Так, нагрев элемента, вызванный потерями энергии в нем, приводит к изменению этих потерь из-за изменения его активного сопротивления. Сопротивление элемента при определенной температуре t

$$r_t = r_{20} t_r, \quad (IV.37)$$

где r_{20} — сопротивление элемента при 20 °C;
 t_r — температурный коэффициент.

Температурный коэффициент

$$l_r = 1 + \alpha_t (t - 20^\circ), \quad (IV.38)$$

где α_t — температурный коэффициент сопротивления элемента.

Нагрев элементов приводит также к изменению механических напряжений в отдельных деталях двигателя.

От скорости вентилирующего воздуха зависит коэффициент теплоотдачи элементов тягового двигателя, с ростом скорости он также растет [41]:

$$\alpha_v = \alpha (1 + K \sqrt{v}), \quad (IV.39)$$

где α — коэффициент теплоотдачи при скорости вентилирующего воздуха $v = 0$; K — коэффициент пропорциональности.

Элементы двигателя находятся друг относительно друга на определенном расстоянии, под различными углами, т. е. необходимо учесть пространственную связь элементов. Запишем топологические уравнения пространственной связи элементов.

Уравнение равновесия для объемов должно учитывать то, что объем элементов машины, полностью заполнивший ограниченный объем пространства, не может быть больше этого ограниченного объема пространства, а равен ему, т. е.

$$\sum V_i = 0. \quad (IV.40)$$

Уравнение совместимости для размеров должно учитывать то, что сумма размеров замкнутой размерной цепи элементов машины (с учетом знака обхода) равна нулю:

$$\sum l_k = 0. \quad (IV.41)$$

Компонентное уравнение для объема прямоугольной формы:

$$\left. \begin{aligned} V &= l_1 l_2 l_3; \\ V &= l^3 \text{ при } l_1 = l_2 = l_3. \end{aligned} \right\} \quad (IV.42)$$

где l_1, l_2, l_3 — линейные размеры элемента, измеряемые по трем координатным осям.

Обозначим входные параметры тягового двигателя (напряжение U , ток якоря I_a , расход вентилирующего воздуха и др.) через вектор x_v , внутренние параметры (размеры деталей, структуру машины и др.) — через вектор z_k , выходные параметры (основные характеристики двигателя) — через вектор y , а параметры связи — через вектор $z_{св}$. Связь между выходными и входными параметрами может быть представлена функцией $y(x_v, z_k)$. Однако в явной форме эту связь выразить трудно, она обычно выражается в неявной форме с использованием параметров связи $z_{св}$.

Совокупность рассмотренных выше топологических и компонентных уравнений процессов можно дать в неявной форме в виде зависи-

мостей $\Phi(x_v, z_k, z_{св}, y) = 0$, которые вместе со схемой связи между элементами (см. рис. IV. 5) представляют математическую модель поверочного расчета тягового двигателя.

§ 15.2. О математической модели поиска допустимого варианта

Значения входных и внутренних параметров тягового двигателя не могут выбираться произвольно. Диапазон их изменений определяется ограничениями, накладываемыми на значения самих параметров, и функциональными ограничениями [38].

По физическим, технологическим и другим соображениям на векторы параметров накладываются по координатно простые ограничения вида:

$$\left. \begin{aligned} x_v &\geq x_v < \bar{x}_v; \\ z_k &\leq z_k < \bar{z}_k. \end{aligned} \right\} \quad (IV.43)$$

где x_v, z_k — соответственно минимальные и максимальные допустимые значения параметров.

Параметры должны принимать только положительные значения, поэтому должны учитываться ограничения вида:

$$\left. \begin{aligned} x_v &> 0; \\ z_k &> 0. \end{aligned} \right\} \quad (IV.44)$$

Ограничения (IV.43) иногда не являются обязательными для всех рассматриваемых параметров, но их вводят для сужения области поиска допустимого варианта двигателя.

Функциональные ограничения представим в виде неравенств:

$$\left. \begin{aligned} \phi_j(x_v) &\leq 0, \quad j = 1, 2, \dots, m; \\ \psi_i(z_k) &\leq 0, \quad i = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \right\} \quad (IV.45)$$

Эти ограничения определяют область работоспособности двигателя. Они, как правило, нелинейны и заданы алгоритмически в виде цепочки формул, позволяющей вычислить их значения.

Ограничения (IV.43) — (IV.45) определяют в многомерном пространстве параметров область, называемую *допустимой*. Поиск варианта двигателя, удовлетворяющего ограничениям, т. е. имеющего такие параметры x_v, z_k , которые находятся внутри этой области, является довольно сложной задачей.

Как известно [42], при создании технических объектов основная тенденция — снизить их массу и уменьшить габаритные размеры. Изменяя ограничения, конструктор влияет на загрузку узлов машины. Стремясь получить минимальные массу и габаритные размеры машины, конструктор выбирает такие ограничения, которые обеспечивают высокое использование материала машины, что приводит к резкому сужению допустимой области, а в некоторых случаях — и к ее исчезновению.

Поэтому, прежде чем проводить оптимизационные расчеты, необходимо при помощи программы поиска допустимого варианта убедиться

в существовании допустимой области. Задача поиска допустимого варианта имеет как самостоятельное значение при проектировании (так как зачастую конструктор может удовлетвориться допустимым вариантом, без поиска оптимального варианта), так и вспомогательное значение для определения первой допустимой точки при оптимизации.

Прежде чем описать подробно функциональные ограничения, выделим из векторов параметров x_n, z_n независимые и зависимые параметры. Под независимыми параметрами будем понимать минимальное количество данных, полностью характеризующих вариант конструкции машины и процессы в ней.

Иногда для упрощения модели, уменьшения числа ограничений в набор независимых параметров включают и параметры связи $z_{св}$ (например, индукции в отдельных сечениях магнитопровода, плотности тока в электропроводах и др.).

Однако при определении независимых переменных мы будем придерживаться концепции, основанной на строгих причинно-следственных связях, изложенной в [43] и состоящей в следующем. Для выбранных принципа действия, схемы конструкции и мощности тягового двигателя (определенной по заданной мощности электровоза) его характеристики (параметры y), а также все процессы в нем (электромагнитные, тепловые, механические и др.) в конечном счете определяются геометрическими размерами деталей конструкции, точностью и чистотой их обработки; числом деталей конструкции; свойствами материала, из которого выполняются детали; параметрами подводимой к машине электрической энергии, вентилирующего воздуха, смазочных материалов, других элементов, вводимых в машину для обеспечения ее нормальной работы, и другими параметрами внешней среды. Можно сказать, что независимые параметры состоят лишь из параметров векторов x_n, z_n , так как от них зависят параметры векторов связи $z_{св}$ и выходные y . Используя уравнения (IV.9) — (IV.42), выявим независимые параметры.

Независимыми параметрами машины, отражающими число ее деталей, являются параметры p и N . Поскольку $N = 2u_k Z$, то независимыми входными параметрами будут p, u_k, Z . Число пар параллельных ветвей обмотки якоря a — не независимый параметр, так как определяется числом пар полюсов и типом обмотки якоря.

Параметр I_a может быть определен из уравнения (IV.10), в котором примем независимым параметром подводимое напряжение U .

Параметр Φ может быть определен из уравнений (IV.18)—(IV.19'). Можно сделать вывод, что магнитный поток определяется числом витков обмотки и размерами магнитопроводов элементов, по которым он замыкается. При проектировании предварительно задаются размерами магнитопровода машины, а затем определяют число витков обмотки возбуждения. Поэтому независимыми примем размеры магнитопроводов отдельных элементов машины L_j, S_j и магнитную характеристику материала — магнитную проницаемость μ_j . Из уравнения (IV.18) с учетом уравнения (IV.15') следует, что независимыми параметрами будут размеры участков токопровода l_i, q_i и характеристика материала участка ρ_i .

Что касается коллектора, который частично должен быть отнесен к активной части машины, то выбранное значение D_a определяет диаметр коллектора D_k . Выбранное значение D_k проверяется на допустимость по максимальной линейной скорости коллектора v_{kmax} , которая не должна превышать 50—55 м/с. Шаг по коллектору t_k должен быть больше 4—4,5 мм.

При поиске считаем, что размеры щеток $b_{щ} \times l_{щ}$, выбранные по допустимой плотности тока, не изменяются. Чем более узкие щетки, тем меньше ширина зоны коммутации $b_{зк}$ и может быть допущено большее полное перекрытие главных полюсов α_δ .

Таким образом, из анализа электромагнитных процессов в двигателе выявились следующие независимые параметры: $p, u_k, Z, U, L_j, S_j, \mu_j, l_i, q_i, \rho_i$. Из анализа других уравнений математической модели двигателя к перечисленным независимым параметрам необходимо добавить расход вентилирующего воздуха Q , коэффициент теплоотдачи α , коэффициент теплопроводности материала λ , жесткость материала вала κ , температурный коэффициент сопротивления материала α_t и толщину изоляции $\Delta_{из}$.

Для конкретного конструктивного исполнения двигателя число геометрических размеров должно быть уточнено на основе учета взаимного пространственного расположения магнитопровода и токопровода. Их число должно быть достаточным, но не избыточным для полного конструктивного описания активной части тягового двигателя. Подробно способ определения независимых размеров описан в [43]. Для принятой конструкции двигателя (см. рис. IV. 4) окончательно независимыми параметрами будут $p, u_k, Z, U, Q, D_a, D_i, D_{jb}, d_k, l_a, h_m, b_m, b_m, h_j, b_{мд}, b_{мл}, h_{мл}, b_{мд}, h_{мд}, \mu_j, \rho_i, \alpha, \lambda, \kappa, \alpha_t, \Delta_{из}$.

Из этих переменных выделим дискретные: p, u_k, Z, D_a . Они принимают сравнительно небольшое число значений, поэтому по ним можно осуществить полный перебор.

Напряжение U , расход вентилирующего воздуха и материал деталей двигателя не изменяются в процессе поиска, поэтому из поиска можно исключить параметры $U, Q, \mu_j, \rho_i, \alpha, \lambda, \kappa, \alpha_t, \Delta_{из}$.

Окончательно для выбранного напряжения, расхода воздуха, материала деталей с учетом наличия отдельного массива дискретных параметров z получим список непрерывных параметров x :

$$D_i, D_{jb}, d_k, l_a, h_m, b_m, b_m, h_j, b_{мд}, b_{мл}, h_{мл}, b_{мд}, h_{мд}. \quad (IV.46)$$

Таким образом, задача поиска допустимого варианта сводится к выбору таких параметров x при фиксированных параметрах z , чтобы ограничения удовлетворялись по координатно:

$$\underline{x} \leq x \leq \bar{x} \text{ и } \Phi_t(x) \leq 0 \text{ (где } t = 1, 2, \dots, k).$$

Опишем более подробно функциональные ограничения, являющиеся в основном параметрами связи, входящими в вектор $z_{св}$, которые из соображений работоспособности, надежности эксплуатации, технологичности, физической осуществимости тягового двигателя ограничи-

ваются в определенных пределах. Функциональные ограничения накладываются на пространственные, электромагнитные, механические, тепловые и аэродинамические параметры связи тягового двигателя.

§ 15.3. Пространственные ограничения

Ограничение по длине сердечника якоря l_a . Пространство, в котором должен быть размещен двигатель с зубчатой передачей, ограничено расстоянием между ребрами колес. Если учесть толщину подшипниковых щитов двигателя, толщину кожуха зубчатой передачи и зазоры между отдельными узлами, то можно найти максимальную по условиям вписывания полную длину якоря $[L_a]$. Необходимо, чтобы полная длина якоря (рис. IV. 6, а)

$$L_a = l_a + \Delta\delta + L_k + b_{пт} + J_{п1} + J_{п2} + l_m \leq [L_a], \quad (IV.47)$$

где $\Delta\delta$ — длина неизолированного участка конуса коллектора;
 L_k — рабочая длина коллектора (с учетом канавки);
 $b_{пт}$ — ширина петушка коллектора;
 $J_{п1}, J_{п2}$ — длины вылетов соответственно передней и задней лобовых частей обмотки якоря и манжеты.

Окончательно ограничение можно записать

$$[L_a] - L_a > 0. \quad (IV.48)$$

Ограничение по внутреннему диаметру остова D_{jn} . При опорно-осевом подвешивании необходимо, чтобы размер Δ_j не превышал определенного значения. Вписывание в выбранную централь $\mathcal{C}$ внутреннего диаметра остова D_{jn} проверяют при помощи следующего неравенства (см. рис. IV.4):

$$D_{jn} - 2\mathcal{C} + (d'_o + 2\Delta_j) > 0, \quad (IV.48')$$

где d'_o — диаметр расточки под вкладыш моторно-осевого подшипника;
 Δ_j — толщина отливки остова в месте расположения моторно-осевых подшипников.

Расстояние между наружным диаметром остова двигателя и головкой рельса обычно не ограничивают, обеспечивая это расстояние расположением оси двигателя выше оси колесной пары.

Ограничение по диаметру коллектора. Для обеспечения сборки машины необходимо выполнение условия

$$D_n - D_k > 0, \quad (IV.49)$$

обычно

$$D_k = (0,75 \div 0,9) D_n.$$

Ограничение по приведенному коллекторному делению l'_k . По условию выполнимости соединения концов секций со шлицем петушка коллектора коллекторное деление не должно быть меньше минимально допустимого значения, т. е.

$$l'_k \geq [l'_k], \quad (IV.50)$$

где $l'_k = 2\pi D_n / N$.

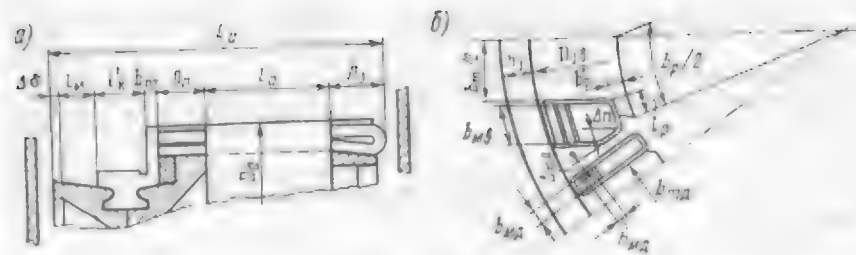


Рис. IV.6. Осевые (а) и радиальные (б) размеры элементов тягового двигателя

Ограничение подреза катушки главного полюса со стороны катушки добавочного полюса $\Delta\pi$ (рис. IV. 6, б). Это значение не должно быть больше заранее принятого, т. е.

$$\Delta\pi \leq [\Delta\pi] = c_{\pi} b_{мв}. \quad (IV.51)$$

где $c_{\pi} = \frac{1}{3} \div \frac{1}{2}$ — коэффициент подреза катушки.

Ограничение размеров сердечника главного полюса. Ограничение длины наконечника сердечника главного полюса l_p , обусловленное необходимостью закрепления катушки главного полюса,

$$l_p \approx (b_p - b_m) / 2 > [l_p]. \quad (IV.52)$$

Соотношение между длиной l_p и шириной b'_p наконечника сердечника главного полюса

$$l_p / b'_p \leq c \cdot \text{const}. \quad (IV.53)$$

Ограничение расстояния между сердечником главного полюса и зоной коммутации. Для исключения влияния потока главного полюса на коммутацию необходимо, чтобы

$$(\tau_n - \alpha\delta\tau_n - b_{мв}) / (2l_1) > 1,1 \div 1,3. \quad (IV.54)$$

Ограничение зазора между катушкой добавочного полюса и сердечником якоря и катушкой главного полюса $\Delta_{мд}$. Добавочный полюс, как правило, должен демонтироваться без съема главных полюсов, поэтому необходим зазор между катушкой добавочного полюса и сердечником главного полюса и катушкой главного полюса. Этот зазор одновременно является вентиляционным каналом, поэтому его размер не должен быть меньше определенного значения $[\Delta_{мд}]$, т. е.

$$\Delta_{мд} - [\Delta_{мд}] > 0. \quad (IV.55)$$

Ограничение размеров ширины паза b_n и толщины зубца сердечника якоря или зубца сердечника компенсационной обмотки b_z . По технологическим соображениям для надежной работы штампов без их поломки требуется, чтобы размеры b_n и b_z не были меньше определенных значений $[b_n]$ и $[b_z]$, т. е.

$$\left. \begin{aligned} b_n &\geq [b_n]; \\ b_z &\geq [b_z]. \end{aligned} \right\} \quad (IV.56)$$

обычно

$$[b_n] \approx [b_z] = 7 \div 8 \text{ мм.}$$

§ 15.4. Электромагнитные ограничения

Ограничение по потенциальным условиям на коллекторе. Потенциальные условия на коллекторе определяются значением среднего межламельного напряжения $e_{\text{ср}} = 2pU/K$ (где $K = N/2$ — число коллекторных пластин). Значение $e_{\text{ср}}$ не должно превышать допустимого по условиям надежной работы машины значения $[e_{\text{ср}}]$, т. е. необходимо, чтобы

$$e_{\text{ср}} \leq [e_{\text{ср}}] = 17 \div 18 \text{ В.} \quad (\text{IV.57})$$

Ограничение реактивной Э. д. с. e_r . Чем меньше реактивная Э. д. с., тем более устойчива коммутация тягового двигателя в эксплуатации и тем легче настройка коммутации. Это ограничение

$$e_r \leq [e_r] = 4 \div 5 \text{ В,} \quad (\text{IV.58})$$

где $[e_r]$ — допустимое значение реактивной Э. д. с.

Ограничение максимальной окружной скорости на коллекторе v_k и плотности тока под щеткой $j_{\text{щ}}$. Для обеспечения удовлетворительной коммутации по механическим условиям работы щеток окружная скорость коллектора должна быть не более $[v_{k \text{ max}}]$, определяемой максимальной скоростью движения электроваза v_{max} . Т. е.

$$v_k \leq [v_{k \text{ max}}] = 50 \div 55 \text{ м/с,} \quad (\text{IV.59})$$

$$\text{где } [v_{k \text{ max}}] = \frac{\pi D_k n_{\text{ном}} v_{\text{max}}}{60 v_{\text{ном}}},$$

Плотность тока под щеткой $j_{\text{щ}}$ не должна превышать определенного значения $[j_{\text{щ}}]$, т. е.

$$j_{\text{щ}} \leq [j_{\text{щ}}] = 12 \div 17 \text{ А/см}^2. \quad (\text{IV.60})$$

Ограничение магнитной индукции в сердечнике добавочного полюса $B_{\text{ад}}$. Стремление сохранить в различных режимах работы тягового двигателя пропорциональность между реактивной и коммутационной Э. д. с. приводит к необходимости не допускать индукцию в добавочном полюсе выше значения $[B_{\text{ад}}]$, чтобы исключить насыщение сердечника добавочного полюса магнитным потоком. Это ограничение запишем в виде

$$B_{\text{ад}} \leq [B_{\text{ад}}] = 0,6 \div 0,8 \text{ Тл.} \quad (\text{IV.61})$$

Ограничение магнитной индукции в остовах B_j и в сердечнике якоря B_a . Для уменьшения влияния потока главного полюса в остовах на магнитный поток добавочного полюса, проходящий по тем же участкам магнитопровода остова, что и основной поток, магнитная индукция в остовах должна быть ограничена значением $[B_j]$:

$$B_j \leq [B_j] = 1,4 \div 1,5 \text{ Тл.} \quad (\text{IV.62})$$

Ограничение магнитной индукции в сердечнике якоря

$$B_a \leq [B_a]. \quad (\text{IV.63})$$

Ограничения магнитной индукции на других участках магнитопровода выполняют для сокращения размеров катушек главных полюсов и обеспечения требуемых техническим заданием форм электромагнитных характеристик тягового двигателя, которые в свою очередь определяются требуемыми характеристиками электроваза.

§ 15.5. Тепловые и механические ограничения

Тепловые ограничения. При чрезмерном нагреве обмоток резко сокращается срок службы тягового двигателя из-за ускоренного старения изоляции, приводящего к потере ею изоляционных свойств. Поэтому допустимый нагрев обмоток двигателя в соответствии с ГОСТ 2582—81 ограничивается сверху в зависимости от применяемого класса нагревостойкости изоляции. Кроме того, высокий нагрев отдельных элементов тягового двигателя приводит к появлению недопустимых тепловых деформаций. По этой причине ограничивают превышения температуры коллектора, подшипников.

Ограничения превышения температуры:

$$\text{обмотки якоря} \quad \theta_m \leq [\theta_m]; \quad (\text{IV.64})$$

$$\text{обмотки главного полюса} \quad \theta_{\text{мв}} \leq [\theta_{\text{мв}}]; \quad (\text{IV.65})$$

$$\text{обмотки добавочного полюса} \quad \theta_{\text{мд}} \leq [\theta_{\text{мд}}]. \quad (\text{IV.66})$$

Превышения температуры в квадратных скобках — допустимые значения для выбранного класса нагревостойкости изоляции.

Ограничение тепловой напряженности коллектора выполняется косвенно по значению удельных потерь на коллекторе $P_{\text{к уд}}$ при разгонной частоте вращения якоря:

$$P_{\text{к уд}} \leq [P_{\text{к уд}}].$$

Ограничение по распределению количества вентилирующего воздуха через остов $Q_{\text{ост}}$ и якорь Q_a :

$$Q_{\text{ост}}/Q_a = 0,5 \div 0,7.$$

Механические ограничения. При создании математической модели допустимого варианта не учитывались механические ограничения, так как они выполняются при выполнении других функциональных ограничений. Например, максимальная линейная скорость коллектора должна ограничиваться по механическим условиям, но так как коммутационные причины в первую очередь ограничивают эту скорость, то ограничение по максимальной скорости на коллекторе отнесено к электромагнитным. Отметим, что после выбора окончательного допустимого варианта из большого количества рассмотренных его проверяют по механическим ограничениям и, если необходимо, дополнительно корректируют выбранные параметры машины. Некоторые ограничения, особенно пространственные, могут быть также отнесены и к технологическим ограничениям, связанным с возможностью изготовления машин.

ны (например, ограничение по приведенному коллекторному делению t_k , по ширине паза и толщине зубца). К технологическим ограничениям необходимо отнести выбор диаметра D_n , так как от него может зависеть расход электротехнической стали при штамповке.

§ 15.6. Математическая модель поиска допустимого варианта тягового двигателя

Нами не учтены некоторые ограничения, носящие локальный характер, например, ограничение допустимой плотности тока в петушках коллектора, размеров наконечника сердечника главного полюса и др. Таким образом, опираясь на систему уравнений, описывающих процессы в электрической машине, нами определены независимые переменные и составлена система ограничений. Требуется определить независимые параметры, удовлетворяющие ограничениям и обеспечивающие заданные характеристики машины. Решить такую задачу при большом числе переменных и ограничений сложно, поэтому упростим ее. Для этого необходимо:

1) выполнить декомпозицию задачи, т. е. разделить задачу на подзадачи с меньшим числом независимых переменных и ограничений в каждой. При разделении необходимо добиваться, чтобы каждая задача относилась к отдельному узлу машины, имеющему минимум связей с другими узлами;

2) наметить очередность расчета отдельных узлов машины. При слабых связях между узлами очередность не имеет существенного значения, при сильных связях начинать расчет надо с узлов, имеющих наибольшее количество связей с другими узлами и наибольшее число ограничений. Это позволит удовлетворить ограничения благодаря предоставлению большего пространства (еще не занятого другими узлами) первому узлу;

3) определить цель, к которой надо стремиться при расчете отдельных узлов, чтобы создать работоспособный тяговый двигатель с требуемыми характеристиками в заданных ограниченных габаритах. Для обеспечения этого необходимо, чтобы каждый узел занимал наименьшее пространство (для возможности размещения других узлов);

4) применить при расчете размеров (параметров) отдельных узлов инженерный принцип расчета по наиболее нагруженному месту, по «узкому» месту. Необходимо вести расчет того процесса (из всех процессов, зависящих от этого размера), который при изменении размера первым переходит в недопустимую область работы (т. е. нарушается одно из рассмотренных ранее ограничений). Это требует предварительного анализа влияния данного размера на все процессы с помощью системы уравнений (IV.9) — (IV.42) и схемы связи элементов (см. рис. IV. 5). Зачастую, какой процесс является определяющим при расчете того или иного размера, можно установить из опыта проектирования и результатов испытаний машины. Отметим, что все математические модели сложных технических объектов составлены на основе принципа «узкого» места.

На основе этих положений составим математическую модель поиска допустимого варианта тягового двигателя.

По дискретным переменным p , u_n , Z , D_n целесообразно произвести полный перебор, так как они принимают небольшое число значений. Так, если провести анализ изготовленных машин мощностью до 1000 кВт как отечественных, так и зарубежных, число пар полюсов $2p$ обычно имеет два значения: 4 или 6. Очень редко $2p = 8$, так как переход на большее число полюсов приводит к увеличению трудоемкости изготовления и росту затрат труда на обслуживание коллекторно-щеточного узла в эксплуатации. Например, если подвешивание тягового двигателя опорно-осевое и напряжение на выводах двигателя $U = 1500$ В, принимается $2p = 4$, если $U = 850 \div 1200$ В при мощности до 700 кВт, обычно $2p = 4$, при большей мощности $2p = 6$. При мощности более 1000 кВт $2p = 6$ или 8. Число коллекторных пластин на паз принимается в зависимости от напряжения. Например, при $U = 850 \div 1100$ В обычно $u_n = 3 \div 5$; при напряжении $U = 1500$ В обычно $u_n = 5 \div 7$.

Число пазов или зубцов якоря Z выявляется при конструктивной проработке с учетом ограничений по t_k , $e_{гр}$, $v_{к\max}$, θ_n . Обычно при этом варьируется 3—4 значения чисел пазов. Так, при $D_n = 0,66$ м, $P = 850$ кВт, $u_n = 4$ и петлевой обмотке с укорочением по пазам $\xi_n = 0,5$ будет следующий набор чисел пазов: 87; 93; 99; 105.

Диаметр якоря из технологических соображений (для уменьшения отходов электротехнической стали, а также унификации диаметров якорей) имеет небольшое число значений. Так, для электровозных тяговых двигателей обычно принимают $D_n = 0,66; 0,74$. Возможно отступление от этих размеров, оно должно быть технически обосновано.

Отметим, что при проектировании конкретного двигателя число дискретных переменных еще более уменьшается по условиям унификации и стандартизации.

Приступим теперь к разделению технической системы, т. е. тягового двигателя, на подсистемы. Наиболее естественно тяговый двигатель представить состоящим из следующих узлов: якорь, главные полюсы, добавочные полюсы и остов. К элементам якоря отнесены заторы под главным и добавочным полюсами, зубцы якоря, сердечник якоря и обмотка. Добавочный полюс состоит из двух элементов: катушки и сердечника. Главный полюс также представим состоящим из двух элементов: катушки и сердечника. Остов одноэлементный.

В соответствии со схемой связей (см. рис. IV. 5) и уравнениями связей и процессов (IV.9) — (IV.42) якорь имеет наибольшее число связей и в нем происходят основные процессы, поэтому построение математической модели наиболее целесообразно начать с якоря. Выделим те связи каждого узла (подсистемы) с другими узлами (подсистемами), которые определяют параметры и размеры данного узла, т. е. выявим существенные внешние связи для каждого узла [44] и на этой основе сформулируем их частные цели.

Из списка (IV.46) к независимым параметрам якоря относятся l_a , h_m , b_m , D_l , d_k . Найдем, какие связи якоря (см. рис. IV. 5) наиболее существенны и определяют выбор значений этих параметров.

Пространственные связи якоря (IV.40), (IV.41) с окружающими его узлами влияют лишь на его внешние размеры: диаметр D_a и длину l_a сердечника якоря. Диаметр якоря D_a относится к дискретным независимым переменным, по которым проводится полный перебор, и при непрерывном поиске диаметр якоря считается постоянным. Длина якоря не зависит от узлов двигателя, окружающих якорь, а ограничивается размерами деталей самого якоря и электровоза и расстоянием между гребнями движущей колесной пары (IV.47), (IV.48). Таким образом, якорь пространственно независим от других узлов двигателя.

Тепловые связи между якорем и другими элементами [см. уравнения (IV. 29) — (IV.39)] являются не прямыми, а осуществляются косвенно через вентилирующий воздух. Учет этой связи в инженерных методах заключается в повышении температуры обмоток на постоянное значение среднего подогрева воздуха (обычно на 12—13 °C). Иными словами, тепловые процессы в узлах рассчитываются независимо для каждого узла. Таким образом, по тепловым связям якорь независим от других узлов двигателя.

Магнитные связи между якорем и главными и добавочными полюсами можно выявить по уравнениям (IV. 19), (IV.20). Так как поток добавочных полюсов замыкается по якорю, необходимо выполнять элементы магнитопровода якоря с малым насыщением [см. выражения (IV. 61) — (IV. 63), т. е. магнитные связи якоря с добавочным полюсом влияют на выбор независимых размеров якоря. Магнитная связь якоря с главным полюсом приводит к необходимости (для вписывания главного полюса в ограниченное пространство) выбирать размеры магнитопровода якоря, обеспечивающие минимальное падение магнитного потенциала в нем.

Токовые связи между узлами [см. уравнение (IV.21)] не влияют на параметры, так как ток определяется техническим заданием на проектирование. Падение напряжения в других узлах очень слабо влияет на падение напряжения в обмотке якоря, так как в последней оно составляет 95—96 % подведенного напряжения. Поэтому будем считать, что по токовым связям якорь независим от других узлов двигателя. Таким образом, в математической модели якоря необходимо учитывать следующие внешние связи: пространственные связи с узлами локомотива и магнитные связи с добавочными и главными полюсами.

Независимыми непрерывными параметрами остова из списка (IV. 46) являются D_{Jn} , h_j .

Пространственно остов связан с окружающими его деталями локомотива, закреплен на них. Эти детали (внешние связи) определяют размеры остова. Пространственно он связан с главными и добавочными полюсами, влияющими на его размеры.

Тепловые связи не являются определяющими для независимых непрерывных размеров остова, слабо влияющих на тепловые процессы в машине (см. главу II).

Магнитные связи с главными и добавочными полюсами в значительной мере определяют размеры остова [см. уравнения (IV. 19) — (IV.20)]. Токовых связей нет. Поэтому в математической модели остова необходимо учитывать внешние связи: пространственные и магнитные.

Независимыми непрерывными параметрами добавочных полюсов являются b_{md} , b_{md} , h_{md} . Выявим, какие внешние связи, т. е. связи с другими узлами, влияют на эти параметры.

Из пространственных связей необходимо учитывать связи с остовом и главным полюсом. Диаметр якоря ограничивает размеры добавочного полюса, но так как он постоянен, то эта связь неизменна, а другие размеры якоря не влияют на добавочный полюс. Следовательно, при поиске добавочный полюс пространственно независим от якоря.

Тепловые связи имеются с остовом и вентилирующим воздухом. При варьировании размеров полюса тепловой связью с остовом из-за ее малости пренебрегают.

Магнитные связи с другими узлами двигателя влияют на размеры добавочного полюса. Токовые связи по тем же причинам, что и для якоря, не влияют на независимые параметры добавочного полюса.

Независимыми непрерывными параметрами главных полюсов являются b_m , b_{mv} , h_{mv} . Выявим влияние внешних связей на выбор этих параметров.

Пространственно главные полюсы связаны с остовом, их размеры определяются внутренним диаметром остова. Пространственная связь с добавочными полюсами также ограничивает выбор размеров главного полюса. Пространственная связь с якорем постоянная, поэтому в этом направлении независимые размеры главного полюса определяются без поиска.

Тепловые связи между главными полюсами и остовом являются существенными. Связи с другими элементами незначительны. Но связи с остовом определяются только размерами деталей полюса, так как изменение D_{Jn} очень слабо влияет на эту тепловую связь.

Магнитная связь главного полюса значительна со всеми узлами машины. От степени насыщения магнитопровода любого узла зависит число витков катушки главного полюса.

Токовые связи по тем же причинам, что и для якоря, не влияют на независимые параметры главного полюса.

Таким образом, в математической модели главного полюса необходимо учесть следующие внешние связи: пространственные с остовом и добавочными полюсами и магнитные связи со всеми узлами. Исходя из общей цели математической модели поиска допустимого варианта (вписывания тягового двигателя в ограниченное пространство под электровозом) и опираясь на выявленные внешние связи между узлами, определим частные цели для каждого узла в том порядке, в каком они будут рассчитываться. Как имеющий наибольшее число связей первым рассчитывается якорь. Затем рассчитывается «крайний» узел (остов), чтобы определить то максимальное пространство, которое может быть выделено под добавочные, главные полюсы и воздушное пространство между ними.

Между главными и добавочными полюсами взаимосвязь слабая, поэтому порядок их расчета не имеет большого значения, но лучше начать с добавочного, имеющего более простую конструкцию.

Якорь должен быть вписан в пространство, ограниченное заданным наружным диаметром D_a и внешними узлами электровоза по

длине, с выполнением всех ограничений, относящихся к якору, в которые входит и ограничение (IV.63) по магнитной связи с добавочным полюсом. Выполнением этого условия будут учтены и пространственные и магнитные связи с добавочным полюсом. Магнитная взаимосвязь якоря с главным полюсом, выражающаяся в сильной зависимости числа витков катушки главного полюса от насыщения магнитопровода якоря, требует для выполнения общей цели (размещение тягового двигателя при заданных габаритных ограничениях) минимизации падения магнитного потенциала от главного потока в элементах якоря.

Если обозначить непрерывные независимые параметры якоря l_a, h_a, b_a, D_i, d_i вектором x^a ; падение магнитного потенциала в якоре и воздушном зазоре как $\sum_{j=1}^3 F_j(x^a)$, выделить из системы ограничений (IV.47)–(IV.66) ограничения, относящиеся к якору [см. формулы (IV.47), (IV.49), (IV.50), (IV.54), (IV.56)–(IV.60), (IV.63), (IV.64)], обозначив их как $\phi_l(x^a) \leq 0$ (здесь $l = 1, 2, \dots, 11$), учесть ограничения параметров якоря $x_i^a \leq \bar{x}_i^a$ (где $i = 1, 2, \dots, 5$), то задача поиска допустимого варианта якоря может быть сформулирована следующим образом. Найти вектор $x^a = (l_a, h_a, b_a, D_i, d_i)$, обеспечивающий минимальное значение падения магнитного потенциала в якоре

$$\sum_{j=1}^3 F_j(x^a), \quad (IV.67)$$

при выполнении системы неравенств:

$$\begin{cases} \phi_l(x^a) = 0, & l = 1, 2, \dots, 11 \\ x_i^a \leq \bar{x}_i^a, & i = 1, 2, \dots, 5. \end{cases}$$

Более компактно задача может быть записана так:

$$\min_{x^a \in R_1} \left\{ \sum_{j=1}^3 F_j(x^a) \mid \phi_l(x^a) = 0, \quad l = \overline{1, 11} \right\};$$

$$R_1 = \{x^a \mid x_i^a \leq \bar{x}_i^a, \quad i = \overline{1, 5}\}.$$

Основными внешними связями о с т о в а являются пространственные и магнитные. Магнитные связи приводят (из-за необходимости уменьшения насыщения остова для уменьшения числа витков главного полюса и по условиям устойчивости коммутации) к требованию обеспечить $h_j \rightarrow \max$.

Пространственные связи с главным и добавочным полюсами для обеспечения им максимума пространства приводят к требованию $D_{jв} \rightarrow \max$. Окончательно частную цель для остова можно записать $h_j, D_{jв} \rightarrow \max$ при условии выполнения ограничений по остоу.

Из всех внешних связей д о б а в о ч н ы х п о л ю с о в необходимо учитывать только пространственные с о с т о в о м и г л а в н ы м п о л ю с о м. Пространственная связь с о с т о в о м (через внутренний диаметр остова $D_{jв}$) ограничивает добавочный полюс по высоте. Это приводит к увеличению $D_{jв}$ (насколько возможно по ограничениям) для более гарантированного размещения добавочного полюса. Такое требование

к о с т о в у возникает от взаимосвязи его с добавочным полюсом. Оно основано на правиле: если обеспечить большее пространство какому-либо узлу, то его легче разместить в этом пространстве. Согласно другому правилу добавочный полюс должен обеспечить более благоприятные условия для других узлов. Из его связи с главным полюсом вытекает, что для обеспечения наибольшего места главному полюсу добавочный полюс должен иметь минимальную ширину, т. е. необходимо, чтобы $(b_{мд} + 2 b_{нд}) \rightarrow \min$.

Пространственные связи г л а в н ы х п о л ю с о в с о с т о в о м, как и для добавочных полюсов, вызывают необходимость увеличить $D_{jв}$ до максимума по ограничениям. Пространственные связи с добавочными полюсами приводят к требованию обеспечить главным полюсам максимум пространства, поскольку они рассчитываются последними.

Магнитная связь главных полюсов с якорем и о с т о в о м вызвала необходимость обеспечить минимум падения магнитного потенциала в них для получения минимального числа витков главного полюса.

Окончательно можно заключить, что для главных полюсов основная цель при расчете — разместить их в ограниченное (оставшееся от других элементов) пространство при условии выполнения ограничений, относящихся к главным полюсам. Рис. IV.7 поясняет последовательность расчета узлов тягового двигателя. Здесь указаны независимые параметры и частные цели расчета для каждого узла. Таким образом, задача несколько упростилась — отдельные узлы можно рассчитывать независимо со значительно меньшим числом варьируемых переменных, причем результаты расчета предыдущего узла служат исходными данными для расчета последующих узлов.

Дальнейшее построение математической модели возможно после проведения системного анализа, в результате которого необходимо выявить, как каждый независимый параметр влияет на процессы в узле и какой процесс ограничивает пределы изменения этого параметра. Отметим, что еще А. Я. Бергером [47] проводилось исследование влияния одного размера (воздушного зазора под главным полюсом) на все свойства электрической машины.

В результате системного анализа необходимо определить направление изменения параметров узла или метод их определения для решения задачи поиска допустимого варианта машины. Начнем анализ с якоря.

Используя ограничения (IV.47), (IV.49), (IV.50), (IV.54)–(IV.56)–(IV.60), (IV.63), (IV.64) и систему уравнений, описывающих основные процессы в якоре (IV.13)–(IV.34), последовательно исследуем влияние каждого размера на эти процессы.

Длина сердечника якоря l_a . Основные ограничения: пространственные, электромагнитные, тепловые. В пространстве длина якоря огра-

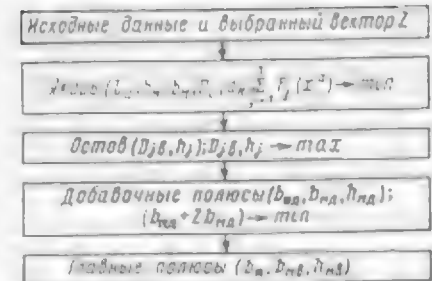


Рис. IV.7. Последовательность расчетов узлов тягового двигателя

ничивается узлами локомотива. Из уравнений (IV.47) и (IV.48) следует, что длина l_a зависит также от размеров сечения проводников якоря b_m , h_m , так как эти размеры определяют длину вылетов обмотки якоря J_n и J_3 в уравнениях (V.25).

Большее значение l_a приводит к уменьшению насыщения магнитного провода якоря и меньшему падению магнитного потенциала $\sum_{j=1}^3 F_j^a$, что облегчает размещение машины в заданном пространстве из-за уменьшения числа витков катушки главного полюса.

С точки зрения коммутации [см. уравнение (V.127)] увеличение l_a приводит к росту реактивной э. д. с. e_r , а значит, и ухудшению коммутации.

В тепловом отношении рост l_a приводит к ослаблению тепловой напряженности машины [см. выражение (IV.64)] и уменьшению θ_m из-за уменьшения потерь в стали якоря. Для большей компактности запишем эти рассуждения следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} l_a \uparrow &\rightarrow \sum_{j=1}^3 F_j^a \downarrow; \\ e_r \uparrow; \\ B_z \downarrow; & B_a \downarrow; B_\delta \downarrow; \\ \theta_m \downarrow. \end{aligned} \right\} \quad (IV.68)$$

Черточка сверху означает ограничение сверху (по максимальному значению), черточка внизу — ограничение снизу (по минимальному значению); стрелки $\uparrow$ и $\downarrow$ показывают возрастание или убывание параметра; B_z , B_a , B_δ — соответственно магнитная индукция в зубцах якоря, в ярме якоря и воздушном зазоре. Из записи (IV.68) следует,

что увеличение длины приводит к ухудшению коммутации из-за роста э. д. с. e_r при росте l_a . При этом реактивная э. д. с. приближается к недопустимому граничному значению $|e_r|$.

Независимые размеры проводника обмотки якоря h_m и b_m прямо связаны (при выбранных числе проводников на паз и схеме их укладки) с размерами паза: высотой h_n и шириной b_n . Чем больше размеры проводника, тем больше размеры паза.

Пространственно они связаны с длиной якоря l_a . Запишем в символической форме связь между изменением размеров и процессами:

$$\left. \begin{aligned} h_m \downarrow &\rightarrow l_a \uparrow; & b_m \downarrow &\rightarrow l_a \uparrow; & b_n \downarrow; & b_z \uparrow; \\ \sum_{j=1}^3 F_j^a \downarrow; & & \sum F_j^a \downarrow; & & & \\ e_r \uparrow; & & e_r \uparrow; & & & \\ \theta_m \downarrow; & & \theta_m \downarrow; & & & \\ B_z \downarrow; & & B_z \downarrow; & & & \\ B_a \downarrow; & & B_a \downarrow; & & & \\ B_\delta \downarrow. & & B_\delta \downarrow. & & & \end{aligned} \right\} \quad (IV.69)$$

Знак «?» означает, что трудно однозначно определить, как изменится при этом параметр θ_m , т. е. однозначно выбрать параметры h_m , b_m на основе записи (IV.69) не представляется возможным. Запишем связь изменения независимого размера внутреннего диаметра якоря D_i с изменениями процессов. Отметим, что уменьшение D_i ограничивается диаметром вала якоря или втулки, который предварительно задан:

$$\left. \begin{aligned} D_i \downarrow &\rightarrow \sum_{j=1}^3 F_j^a \downarrow; \\ B_a \downarrow; \\ \theta_m \downarrow. \end{aligned} \right\} \quad (IV.70)$$

Таким образом, из записи (IV.70) видно, что уменьшение D_i приводит к снижению напряженности всех процессов, т. е. алгоритм целесообразно создавать так, чтобы диаметр D_i был минимально возможным по пространственным и механическим ограничениям.

Диаметр вентиляционных каналов d_k в пространстве ограничивается внутренним диаметром D_i и диаметром по дну пазов якоря. Запишем его влияние на процессы в якоря:

$$\left. \begin{aligned} d_k \uparrow &\rightarrow \sum_{j=1}^3 F_j^a \downarrow; \\ B_a \downarrow; \\ \theta_m \downarrow. \end{aligned} \right\} \quad (IV.71)$$

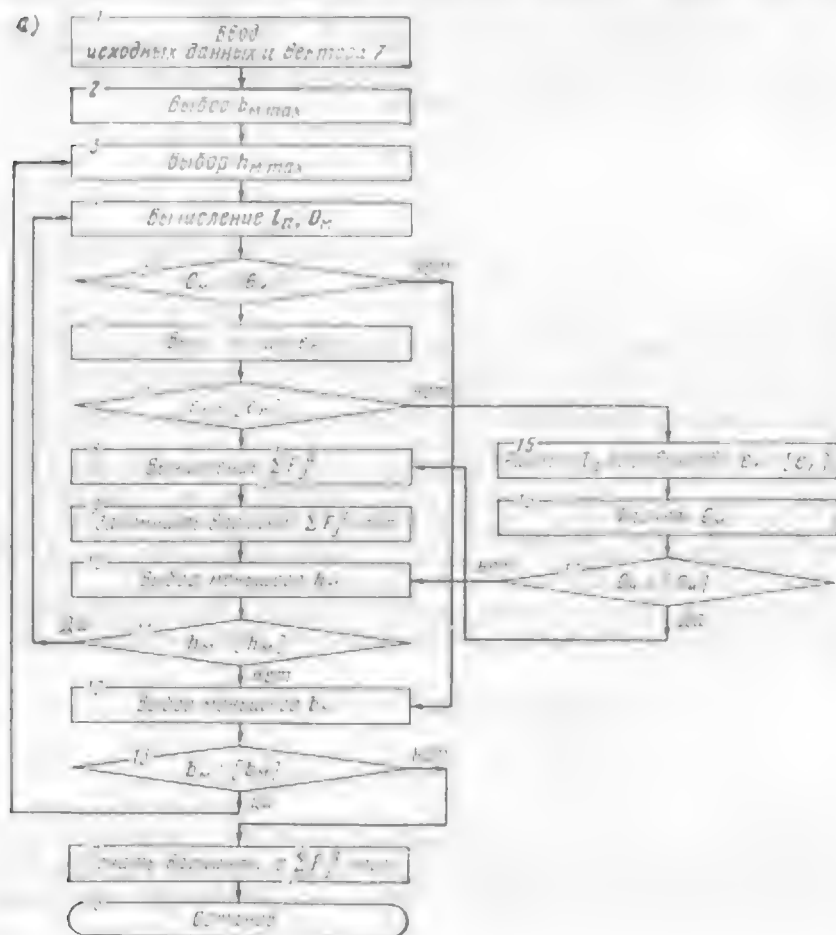
Из анализа записи (IV.71) можно сделать вывод о возможности увеличения B_a до значения индукций в якоря $[B_a]$, когда еще мало насыщение и влияние падения м. д. с. в якоря на $\sum_{j=1}^3 F_j$ незначительно. Таким образом, выбор d_k можно построить по «жесткому» алгоритму. Проведенный анализ показывает, что поиск допустимого варианта якоря необходимо проводить при трех независимых переменных: l_a , h_m и b_m . Независимые переменные D_i , d_k могут быть определены без поиска: D_i предварительно задан, d_k — по «жесткому» алгоритму.

Задача поиска допустимого варианта якоря теперь должна быть записана для трех независимых переменных как оптимизационная:

$$\min_{x^a \in R_1} \left\{ \sum_{l=1}^3 F_l^a(x^a) \mid \phi_l(x^a) \leq 0, \quad l = \overline{1,11}; \right. \\ \left. R_1 = \{x^a \mid x_l^a \leq x_l \leq \bar{x}_l^a, \quad l = \overline{1,3}\} \right\}.$$

Решить эту задачу можно, например, методом случайного поиска. Однако учитывая незначительное количество переменных, целесообразно построить схему их перебора с учетом выявленных связей размеров с процессами (IV.68), (IV.69).

Рассмотрим рис. IV. 8, а. Кратко опишем, что выполняет каждый блок. После ввода исходных данных $\mathbf{a}$ вектора допустимых независимых параметров Z (блок 1) определяются начальные значения непрерывных независимых параметров (блоки 2 и 3). Размер h_m выбирается максимально возможным по максимальному значению магнитной индукции в головке зуба якоря B_{21} . Размер h_m также принимается максимально возможным исходя из конструктивных соображений (по ширине пожки зуба якоря). Вычисляется максимально возможная по габаритным ограничениям длина сердечника якоря l_a , размеры катуш-



Если ограничение выполняется, переходят к определению падения магнитного потенциала в якоре $\sum_{j=1}^3 F_j^a$ (блок 8), если нет, то необходимо рассчитать размер l_m , удовлетворяющий равенству $c_r = [c_r]$ (блок 15). Затем вновь рассчитывается θ_m (блок 16) и проверяется его допустимость (блок 17). Если превышение температуры недопустимо, переходят к выбору следующего меньшего значения высоты проводника якоря h_m (блоки 10, 11), если допустимо, то вычисляется $\sum_{j=1}^3 F_j^a$ (блок 8). Найденное значение, если оно оказалось минимальным среди ранее рассчитанных, сохраняется в памяти машины, в противном случае результат стирается (блок 9).

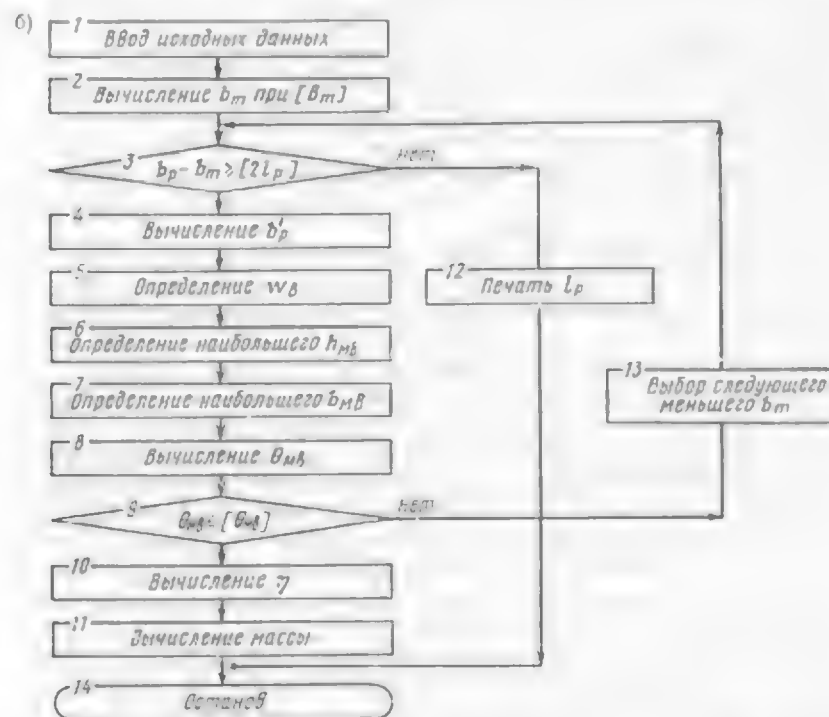


Рис. IV.8. Структурные схемы выбора независимых переменных при поиске топустимых вариантов якоря (а) и главного полюса (б)

Затем, если перебор не закончен, выбирается следующее значение h_m (блоки 10, 11). Когда перебор закончен (блок 11), т. е. выбранный размер h_m меньше допустимого $[h_m]$, переходят к выбору следующего меньшего значения ширины проводника b_m (блок 12). Определенное значение b_m должно быть проверено по условию окончания перебора: $b_m > [b_m]$. Если условие выполнено, следует продолжать расчет, выбрав максимальное значение высоты h_m (блок 3), если нет, напечатать окончательно выбранный допустимый вариант якоря с минимальным значением $\sum_{j=1}^3 F_j^a$.

После определения параметров якоря в соответствии со схемой расчета (см. рис. IV.7) выбираются независимые параметры остова. Диаметр D_{jn} принимается максимально возможным по условию вписывания в централь, т. е.

$$D_{jn} = 2l - (d'_0 + 2\Delta_j). \quad (IV.72)$$

Толщина остова принимается по ограничению (IV.62)

$$h_j = \frac{\Phi \sigma_m}{2L_j [B_j]}, \quad (IV.73)$$

где Φ — магнитный поток;

σ_m — коэффициент рассеяния потока главного полюса;

L_j — длина отливки остова, входящая в исходные данные.

При выборе независимых параметров добавочного полюса необходимо стремиться к минимуму суммы $b_{md} + 2b_{md}$. Ширина сердечника добавочного полюса b_{md} будет минимальной исходя из ограничения (IV.61) при условии, что $B_{md} = [B_{md}]$. Отсюда размер b_{md} может быть выбран по «жесткому» алгоритму.

Минимальный размер b_{md} также может быть рассчитан, если принять во внимание пространственное и тепловое ограничения. Уменьшению размера b_{md} препятствует возрастание превышения температуры добавочного полюса θ_{md} до недопустимого $[\theta_{md}]$. Превышение температуры θ_{md} обратно пропорционально площади сечения провода катушки и теплоотдающей поверхности катушки. Поверхность будет тем больше, чем больше сечение катушки отличается от квадратного. Если сохранить постоянным сечение катушки, то для увеличения теплоотдающей поверхности необходимо выполнять размер b_{md} минимальным при максимально возможном увеличении высоты катушки, а значит, высоты провода катушки добавочного полюса h_{md} , т. е. желательно делать высоту h_{md} максимально возможной исходя из допустимости по пространственным ограничениям. Таким образом, выбор h_{md} однозначен.

После выбора h_{md} ширину проводника b_{md} можно также однозначно определить, приняв $\theta_{md} = [\theta_{md}]$ и решив по формулам для расчета превышения температуры обратную задачу. Таким образом, порядок расчета параметров (как остова, так и добавочного полюса) очень прост.

Несколько сложнее определить независимые параметры главных полюсов. Определим, какие процессы ограничивают выбор каждого независимого параметра главного полюса.

Ширина сердечника главного полюса b_m определяется пространственными и магнитными ограничениями. В ограниченном пространстве, кроме сердечника полюса, необходимо разместить также катушку главного полюса, поэтому целесообразно выбирать размер b_m как можно меньшим. Но так как сердечник проводит магнитный поток, то при уменьшении b_m возрастает индукция в полюсе B_m и соответственно м.д.с. всей машины ΣF_i . Увеличение b_m приводит к снижению сопротивления магнитному потоку. При этом, хотя уменьшается ширина проводника катушки b_{mn} , при одновременном увеличении высоты проводника h_{mn} величина θ_{mn} может остаться без изменения и даже может возрасти, т. е. мы имеем неоднозначность в выборе размера b_m .

Пусть Δn — подрез катушки главного полюса. Запишем кратко:

$$\left. \begin{aligned} b_m \downarrow &\rightarrow \Delta n \downarrow; \\ B_m \uparrow &\rightarrow \Sigma F_i \uparrow; \\ b_{mn} \uparrow; h_{mn} \downarrow &\rightarrow \theta_{mn} \uparrow? \end{aligned} \right\} \quad (IV.74)$$

Поясним, чем вызвано различное влияние изменения b_m на размеры проводников катушки b_{mn} , h_{mn} . При изменении b_m необходимо, чтобы магнитная индукция по ширине наконечника главного полюса b'_p по условию проведения магнитного потока сохранялась постоянной. При уменьшении b_m (см. рис. IV.4) увеличивается размер наконечника l_p , при этом он перекрывает большую поверхность якоря, а значит, проводит больший магнитный поток, поэтому для сохранения в нем неизменной индукции необходимо увеличить размер b'_p при условии

$$l_p \cdot b'_p \leq c = \text{const.} \quad (IV.75)$$

Запишем теперь связь изменения размеров b_{mn} , h_{mn} с процессами в двигателе:

$$\left. \begin{aligned} b_{mn} \downarrow &\rightarrow \theta_{mn} \uparrow; h_{mn} \downarrow; l_p \downarrow; b'_p \uparrow; h_{mn} \downarrow; \theta_{mn} \uparrow; b_{mn} \downarrow; \\ h_{mn} \downarrow &\rightarrow \Sigma F_i \uparrow; B_m \uparrow; \Sigma F_i \uparrow; \theta_{mn} \uparrow? \end{aligned} \right\} \quad (IV.76)$$

Из соотношений (IV.75), (IV.76) видна сложная взаимозависимость, когда однозначно выбрать размеры b_m , b_{mn} , h_{mn} нельзя. Поэтому, учитывая малое количество переменных, найдем допустимый вариант главного полюса методом полного перебора независимых параметров. Перебор должен быть выполнен при условии удовлетворения пространственных ограничений, которых в этом случае очень много, кроме того, между ними сложная взаимосвязь. Верхней границей исходя из пространственного ограничения (IV.52) для b_m будет величина

$$\bar{b}_m = b_p - 2[l_p]. \quad (IV.77)$$

Заканчиваться перебор должен при достижении магнитной индукцией в сердечнике полюса B_m недопустимого значения $[B_m]$, т. е. при

$$B_m = [B_m]. \quad (IV.78)$$

При переборе должно соблюдаться соотношение (IV.75).

Рассмотрим рис. IV. 8, б. После ввода исходных данных (блок 1) определяется минимальная ширина сердечника главного полюса b_m при $B_m = |B_m|$ (блок 2). Выбранное значение проверяется на допустимость по возможности закрепления катушки главного полюса (блок 3). Если закрепить ее нельзя, то печатается полученное недопустимое значение l_p и производится остановка машины (блоки 12, 14). Если неравенство выполняется, то вычисляется b_p исходя из геометрии главного полюса и с учетом ограничения (IV. 53) (блок 4).

Затем рассчитывается число витков катушки главного полюса w_p по формулам (IV. 19), (IV. 20), определяется наибольшая высота проводников катушки главного полюса h_{mv} из условия размещения числа витков w_p в ограниченном пространстве между внутренним диаметром остова D_{jn} и наконечником сердечника главного полюса (блоки 5, 6). Определяется наибольшая ширина проводника катушки главного полюса из условия размещения в пространстве между сердечником главного полюса и добавочным полюсом с учетом максимального подреза катушки Δl и допустимых зазоров между катушками Δm_d (блок 7).

После этого вычисляется превышение температуры катушки главного полюса θ_{mv} (блок 8) и проверяется его допустимость по нагревостойкости изоляции (блок 9). Если превышение температуры допустимо, то вычисляются к. п. д. двигателя и масса двигателя (блоки 10, 11) и производится остановка машины (блок 14), если нет, то выбирается следующее меньшее значение b_m (блок 13) и расчет повторяется вновь с проверки возможности закрепления катушки главного полюса (блок 3).

Таким образом, используя системный подход к анализу процессов в тяговом двигателе, можно довольно ясно представить все взаимосвязи между отдельными элементами машины. На основе такого подхода задача поиска допустимого варианта тягового двигателя довольно легко решается путем обоснованного разбиения конструкции двигателя на элементы с выявлением целей каждого элемента исходя из общей цели расчета всего объекта. По каждому независимому параметру (размеру) элемента производится анализ его влияния на все процессы в машине, с выявлением по отдельным процессам «узких» мест, по которым затем и ведется расчет. Если выявить такие определяющие размеры элемента процессы невозможно, то организуется поиск допустимых параметров одним из известных численных методов (например, случайным поиском).

Приведенный системный анализ процессов в тяговом двигателе и его элементах в значительной мере приближается к логике мышления опытного конструктора при проектировании тягового двигателя. Предлагаемый метод поиска допустимого варианта конструкции двигателя может быть распространен и на другие технические объекты.

На основе подобных математических моделей поиска допустимого варианта созданы программы расчета допустимого варианта зубчатого якоря и допустимого варианта беспазового тягового двигателя электровоза. Расчет по этим программам производится достаточно быстро. Так, за 22 мин было найдено пять допустимых вариантов беспазового тягового двигателя на ЭВМ типа М-222.

Предлагаемые здесь структурные схемы поиска допустимых вариантов двигателя и его элементов могут быть использованы для создания программ и проведения по ним широких конструкторских исследований.

§ 15.7. Оптимизационная математическая модель тягового двигателя

Целевую функцию $F(x)$ (см. § 13.2), определяющую какое-либо качество объекта, называют также функцией качества [39]. Для создания оптимизационной модели тягового двигателя, кроме уже выбранных состава и количества независимых параметров, функций связи между параметрами, параметрических и функциональных ограничений, необходимо выбрать критерий оптимальности и метод поиска оптимального варианта.

Задача поиска оптимального варианта тягового двигателя может быть записана так: найти вектор x (при $z = \text{const}$), обеспечивающий минимальное значение критерия оптимальности (функции цели) $F(x)$, при соблюдении условий:

$$\begin{aligned} x_i &= x_i - \bar{x}_i, \quad i = 1, 2, \dots, n, \\ \Phi_j(x) &\leq 0, \quad j = 1, 2, \dots, m. \end{aligned}$$

В компактной форме это можно записать:

$$\min_{x \in R_1} \{F(x) \mid \Phi_j(x) \leq 0, \quad j = 1, 2, \dots, m\};$$

$$R_1 = \{x \mid x_i \leq x_i \leq \bar{x}_i, \quad i = 1, 2, \dots, n\}.$$

При постановке оптимизационной задачи очень важно правильно выбрать функцию цели (критерий оптимальности), так как от этого в значительной мере зависит эффективность выбранного варианта двигателя. Цель технической системы не может лежать в ней самой, а определяется выходящей системой [48].

Надо стремиться к минимальной стоимости технического объекта. В противном случае может оказаться, что стоимость изготовления объекта не окупится его эксплуатацией. Таким образом, основным критерием для сравнения вариантов должен быть экономический критерий. При этом задача оптимизации может быть сформулирована одним из следующих условий [49]: получить желаемый эффект при минимуме затрат или, наоборот, получить максимальный эффект при заданных ограниченных ресурсах. К тяговому двигателю относится первая формулировка задачи оптимизации, так как требования к его характеристикам уже определены требованиями к железнодорожному транспорту в целом по стране.

Наиболее общая структура стоимостного критерия оптимальности предложена в работе [50]. Для тягового двигателя этот критерий может быть записан следующим образом:

$$C = C_1 + C_2 + D,$$

где C_1 — затраты на создание технического объекта;
 C_2 — затраты на его эксплуатацию;
 D — доход, стоимость произведенной данным объектом работы или продукции и др.

Получить математическое выражение такого критерия для конкретного технического объекта довольно сложно, поэтому переходят к другим критериям, к различным общим оценкам условий работы тягового двигателя. Эти оценки связаны с основной целью.

Экономичность преобразования энергии в электродвигателе оценивается к. п. д. Чем выше к. п. д., тем меньше затраты энергии при эксплуатации тягового двигателя. Однако повышение к. п. д. приводит к необходимости снижения потерь в двигателе, а значит, к повышению его массы.

Масса и габаритные размеры тягового двигателя характеризуют степень использования материалов в машине. При меньшей массе и габаритных размерах двигатель дешевле, но может ухудшиться его надежность.

Величина, характеризующая надежность машины, также может быть отнесена к ее общей оценке. Чем выше надежность, тем ниже стоимость эксплуатации, но одновременно дороже изготовление машины. К общей оценке машины относится и коэффициент использования мощности. Таким образом, общие технические оценки машины по-разному влияют на функцию цели, поэтому на этом уровне необходимо согласование целей. Основной согласования целей в конечном итоге является главная экономическая цель. Минимизация основной функции цели — затрат — является показателем согласованности целей, т. е. мы подошли к задаче со многими целями, или, как говорят, многоцелевой, или многокритериальной, задаче.

Существуют различные способы упорядочения частных критериев по важности. Например, если возможно строго упорядочить критерии по важности, то уменьшение (оптимизация) наиболее важного критерия идет за счет других, менее важных. Это так называемая *лексикографическая задача оптимизации*. Иногда, особенно если электрическая машина предназначена для узкого применения, удастся выделить наиболее важный критерий, который в наибольшей мере снижает стоимость той системы, в которой находится электрическая машина в качестве подсистемы. Так, для тяговых двигателей наиболее оправдана оптимизация по минимуму массы тягового двигателя, при введении ограничений на параметры по условиям надежной работы и по к. п. д.

Отметим, что все эти общие технические оценки в конечном итоге определяются параметрами связи в электрической машине, такими, как магнитная индукция, плотность тока, межламельные напряжения, превышения температуры обмоток, механические напряжения, реактивная э. д. с. и др. Например, большое превышение температуры обмоток приводит, с одной стороны, к снижению габаритных размеров и массы машины, но, с другой — к снижению ее надежности.

Выбор функции цели определяет, какой параметр связи будет при оптимизации приближен к крайнему допустимому значению, а какие параметры связи будут еще далеки от него. Если в качестве функции це-

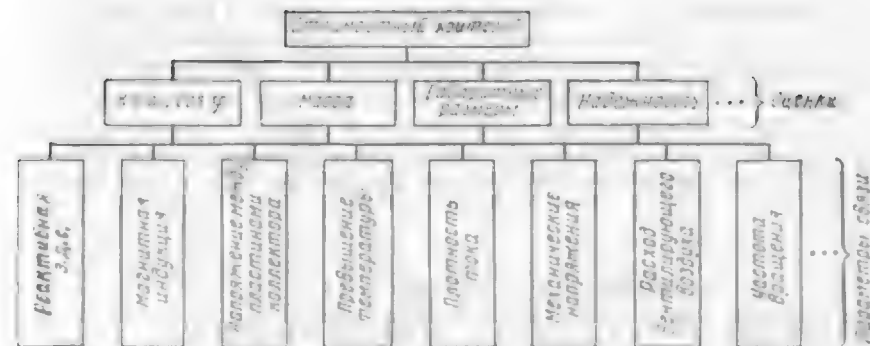


Рис. IV.9. Взаимосвязи критериев оптимальности

ли взять, например, массу двигателя, то при стремлении к минимуму массы превышение температуры обмоток будет наибольшим из допустимых, индукция в сердечниках будет наибольшей, наибольшая будет реактивная э. д. с., но габаритные размеры будут малы, и пространство, отведенное под двигатель, может оказаться недониспользованным. Если же стремиться к наибольшему улучшению показателей надежности, то пространство будет использовано полностью, так как для повышения надежности необходимо снижать нагрузку элементов двигателя, т. е. понижать магнитную индукцию, превышение температуры обмоток, реактивную э. д. с. Учитывая эту зависимость функций цели от параметров связи, иногда в качестве функции цели принимается параметр связи или он входит компонентом в многоцелевую функцию. В конечном итоге все функции цели определяются значениями независимых параметров (рис. IV.9). Взаимосвязи параметров связи с массой, габаритными размерами, надежностью точно такие же, как с к. п. д. и $\cos \phi$.

Описание процессов и пространственных связей в тяговом двигателе при создании математической модели оптимизации будет такое же, как в модели поверочного расчета (см. § 15.1), в соответствии с уравнениями (IV.9) — (IV.42), которые в общем виде можно записать: $\Phi_j(x) = 0, j = 1, 2, \dots, f$. Варьируемыми будут независимые непрерывные параметры вектора x , найденные при разработке математической модели поиска допустимого варианта, а вектор дискретных параметров z будет определяться путем полного перебора значений дискретных переменных ввиду их небольшого количества. Таким образом, выбор z можно исключить из процесса оптимизации.

На непрерывные независимые параметры также накладываются двусторонние ограничения по физическим, технологическим и другим соображениям. Функциональными ограничениями являются ограничения (IV.47) — (IV.66), принятые при поиске допустимого варианта тягового двигателя.

Наибольшее применение при оптимизации тяговых двигателей находят методы перебора, методы случайного поиска, метод Гаусса-Зейделя.

В приложении I приведены упрощенный вариант алгоритма и программа метода случайного поиска для решения общей задачи нелинейного программирования с ограничениями в виде неравенств. Программа может быть использована для оптимизации как всего тягового двигателя, так и отдельных его элементов в учебном процессе. Для этого вместо формул тестовой задачи должны быть даны формулы, описывающие процессы, ограничения и функцию цели для конкретной задачи.

Глава 16. ОСНОВЫ СОЗДАНИЯ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 16.1. Основные принципы создания системы

Рост числа программ для расчетов тяговых двигателей на ЭВМ приводит к увеличению затрат времени инженера-проектировщика на подготовку исходных данных, проверку их после перфорации, получение результатов расчета из вычислительного центра. Поэтому в последнее время при автоматизации проектирования переходят от расчетов по отдельным программам к комплексным системным расчетам, объединяющим несколько взаимосвязанных программ. При этом органично соединяется математическое обеспечение с комплексом технических средств, специально созданных для работ по проектированию. Происходит переход к системе автоматизированного проектирования (САПР). Такой переход возможен при условии создания универсальных программ, которые не только решают уравнения, но и составляют систему уравнений в соответствии с исходными данными задачи. Универсальная программа несколько сложнее, чем программа для конкретных задач, но она подходит для расчета класса объектов и освобождает инженера при переходе к другому объекту этого же класса от необходимости вновь готовить математическую модель и разрабатывать алгоритм и программу. Создание таких программ в первую очередь позволяет объединять их в единый комплекс, не опасаясь частых переделок всего комплекса программ.

В последнее время ведутся работы по созданию программ для автоматизации графических конструкторских работ, которые также должны войти в САПР.

В пределе САПР должна объединять все стадии проектирования, конструирования и технологической подготовки производства.

Система автоматизированного проектирования — это комплекс средств автоматизации проектирования, взаимосвязанный с необходимыми подразделениями проектной организации, выполняющей автоматизированное проектирование. Целями создания САПР являются: повышение качества и технико-экономического уровня проектируемых объектов, в том числе при их создании и в эксплуатации; повышение производительности труда, сокращение сроков, уменьшение стоимости и трудоемкости проектирования. Для достижения этих целей необходимо совершенствовать проектирование на основе применения математических методов и средств вычислительной техники; автоматизировать процесс поиска, обработки и выдачи информации; использовать методы оптимизации и более точные математические модели; создавать единые банки данных, содержащие систематизированные сведения справочного характера; автоматизировать нетворческие работы; унифицировать и стандартизировать методы проектирования; взаимодействовать с автоматизированными системами различного уровня и функционального назначения.

Под комплексом средств автоматизации понимается совокупность различных видов обеспечения автоматизации проектирования, таких, как техническое, методическое, программное, информационное и организационное.

Техническое обеспечение включает устройства вычислительной и организационной техники, устройства хранения, пересылки и обработки данных, устройства

работы с графической информацией. Эти устройства обычно универсальны и выпускаются серийно.

Методическое обеспечение — это математическое и лингвистическое обеспечение. Это документы, в которых изложены состав и правила эксплуатации средств САПР.

Математическое обеспечение включает теорию, методы, способы, математические модели и алгоритмы решения задач проектирования.

Лингвистическое обеспечение — это алгоритмические языки. При этом языки могут быть как универсальными, так и проблемно-ориентированными, удобными для проектировщика.

Программное обеспечение включает программы на машинных носителях и документы с текстами программ, а также инструкции по их эксплуатации. Программное обеспечение делится на общесистемное и прикладное. Общесистемное обеспечение включает операционные системы ЭВМ, трансляторы с алгоритмических языков, программы управления данными, редактирование текста программ и др. Прикладное обеспечение состоит из программ и пакетов прикладных программ, предназначенных для решения проектных задач.

Информационное обеспечение — это совокупность сведений справочного характера, а также промежуточные результаты отдельных этапов проектирования, используемые на других этапах. Основу информационного обеспечения составляют базы данных, информация из которых используется для прикладных программ. Базы данных содержат совокупность файлов, т. е. наборов данных по одной теме. Если база данных содержит только сведения справочного характера, ее называют архивом. В процессе работы база данных изменяется. Изменения в базе данных должны вносить только определенные лица. Работа по изменению, корректировке данных обеспечивается средствами управления базой данных (СУБД). База данных вместе с СУБД называется автоматизированным банком данных.

Организационное обеспечение — это совокупность правил, регламентирующих права, обязанности и функции подразделений разработки и эксплуатации САПР и каждого участника: проектировщика, операторов, программистов и администратора [45]. Проектировщик подготавливает данные для решения задач, анализирует результаты решения. Он должен глубоко понимать возможности математических методов, используемых в программах. За результаты проектирования отвечает проектировщик, поэтому он является обычно инициатором по дальнейшему совершенствованию методик расчетов, программ и структуры САПР. Операторы обеспечивают работу вычислительных устройств, управляют их работой.

Программисты поддерживают работоспособность программ, банков данных, обеспечивая их оперативную корректировку. Руководит всеми работами администратор.

САПР состоит из подсистем, которые создаются как самостоятельные системы. Подсистемы делятся на проектирующие и обслуживающие. Для каждой подсистемы разрабатывают пакет прикладных программ (ППП) решения конкретных задач на свой входной язык.

При создании и развитии САПР применяют следующие общесистемные принципы:

включения, заключающийся в том, что данная САПР должна быть согласована по параметрам и возможностям с более сложной системой. Так, САПР тяговых двигателей должна входить как подсистема в САПР всего локомотива или его ходовой части;

системного единства, состоящий в том, что при создании, функционировании и развитии САПР связи между подсистемами должны обеспечивать целостность системы;

развития, означающий возможность внесения изменений в разработанную САПР. Эта возможность должна быть простой и доступной для пользователей САПР;

информационной согласованности подсистем и программ проектирования программы одного пакета прикладных программ должны выполняться совместно без вмешательства человека, для этого они должны иметь единый банк дан

ных и единый входной язык. Согласованность между подсистемами обеспечивается их информационным и лингвистическим единством;

ориентации на последние достижения в области вычислительной математики, электротехники и на возможности ЭВМ при создании новых методик проектирования;

рационального разделения функций между человеком и ЭВМ. Согласно этому принципу проектировщик должен быть разгружен от нетворческой работы.

Все работы, связанные с созданием, отладкой, вводом в действие, порядком приемки, испытанием и оценкой эффективности САПР, регламентированы государственными стандартами.

Создание САПР — сложная научно-техническая задача, требующая длительной работы высококвалифицированного коллектива разработчиков. Служба САПР создается в проектных организациях и включает группы специалистов соответствующих специальностей.

Изложенные выше положения должны соблюдаться при создании САПР тяговых двигателей, но одновременно должны учитываться специфические вопросы проектирования тяговых двигателей, связанные с большим объемом не только расчетной работы, но и графической.

Тяговый двигатель — составная часть локомотива, поэтому автоматизация проектирования только тягового двигателя будет вступать в противоречие с традиционным, немашинным проектированием других объектов локомотива. Наибольший эффект от автоматизации может быть получен при комплексной автоматизации проектирования, т. е. при создании САПР всего локомотива.

§ 16.2. Технические средства

К техническим средствам САПР относится в первую очередь ЭВМ. Промышленностью выпускаются ЭВМ единой серии — ЕС, отличающиеся друг от друга быстродействием, емкостью оперативной памяти, конструкцией процессора.

В состав ЭВМ (рис. IV.10) входят: процессор П, оперативное запоминающее устройство ОЗУ, внешнее запоминающее устройство ВЗУ, устройства ввода-вывода информации УВВ, каналы связи. При помощи устройств ввода-вывода УВВ с перфокарт или с перфоленты в ЭВМ вводятся исходные данные и программа. При многоразовом использовании программа обычно записывается на внешних запоминающих устройствах ВЗУ.

ЭВМ содержит как внешнее, так и оперативное запоминающее устройство. Это вызвано трудностями создания запоминающего устройства с высоким быстродействием и большой емкостью памяти. Поэтому ОЗУ имеет высокое быстродействие, но ограниченную емкость.

Если программа не помещается в ОЗУ, то часть ее размещается в ВЗУ, имеющей большую емкость, но обладающей меньшим быстродействием. Процессор из ОЗУ выбирает информацию порциями, выполняет с ними необходимые операции в соответствии с программой, затем результаты направляет в ОЗУ. После переработки всей программы, хранящейся в ОЗУ, процессор по программе производит обмен информацией между ОЗУ и ВЗУ, вызывая новую часть информации. Так как на поиск информации в ВЗУ затрачивается большое время, необходимо

программировать так, чтобы обмен информацией между ОЗУ и ВЗУ производился большими частями.

Вывод результатов расчета осуществляется через устройства вывода. К ним относятся алфавитно-цифровое печатающее устройство (АЦПУ) и устройства вывода с перфокарт и перфоленты, УВВ и ВЗУ называют внешними или периферийными устройствами. Связь между внешними устройствами и ОЗУ или процессором осуществляется по каналам через устройства управления ВЗУ (УУВЗУ).



Рис. IV.10. Структурная схема ЭВМ

Таблица IV.1. Основные характеристики базовых ЭВМ

Показатель	ЕС-1022	ЕС-1033	ЕС-1035	ЕС-1010	ЕС-1050	ЕС-1060
Быстродействие, тыс. операций/с	80	200	150	250	450	1500
Время сложения, мкс	3,3—6	1,4—2	1,7—3	1,2—1,8	0,65	0,2
Время умножения, мкс	29—42	8,5	10—12	7	2	0,6
Емкость ОЗУ, Кбайт	128—512	256—512	256—512	128—1024	124—1024	256—8126
Емкость ВЗУ на магнитной ленте, Мбайт	25	25	25	25	25	25
Емкость ВЗУ на магнитном диске, Мбайт	7,25	7,25	100	100	100	100
Время обращения к ОЗУ, мкс	2	1,2	1,2	1,2	1,25	1
Скорость передачи сигнала в МК, Кбайт/с	40	40	40	50—200	100—450	100—450
Число каналов СК	2	3	4	6	6	6
Скорость передачи сигнала в СК, Кбайт/с	600	600	740	1200	1300	1500

Быстрый канал связи — селекторный СК — связывает процессор и ОЗУ с ВЗУ. Мультиплексный канал МК производит более медленный обмен информацией.

Благодаря стандартизации связей внешних устройств с процессором и ОЗУ к ВЗУ может подключаться различное по количеству и номенклатуре внешнее оборудование.

В табл. IV.1 приведены основные характеристики базовых ЕС ЭВМ, которые могут быть использованы в качестве основного оборудования при создании САПР. Выбор соответствующей ЭВМ при создании САПР определяется сложностью технического объекта автоматизации проектирования, трудоемкостью его разработки. Для САПР тяговых двигателей в наибольшей мере подходит ЭВМ с возможностями не ниже ЕС-1033.

Все модели ЕС ЭВМ имеют общий минимальный состав периферийных устройств: устройства ввода-вывода с перфокарт и перфоленты; пишущую машинку для обмена информацией между ЭВМ и оператором; запоминающее устройство на магнитных лентах (НМЛ) и магнитных дисках (НМД), АЦПУ, устройства подготовки данных на перфоленте и перфокартах.

Кроме указанных периферийных устройств, для упрощения общения человека с ЭВМ, все большее распространение получают такие устройства, как дисплей, графопостроители, кодировщики графической информации. Дисплей представляет собой устройство с электронно-лучевой трубкой и клавиатурой. При помощи клавиатуры можно вводить программу и данные в ЭВМ, при этом контрольный текст высвечивается на экране. Информация, выводимая из ЭВМ, также видна на экране.

Дисплей бывает алфавитно-цифровой и графический. Первые работают только с текстовой информацией (буквы, цифры, символы), вторые — с текстовой и графической информацией. Отобразить сложные чертежи при помощи графического дисплея трудно. Графический дисплей удобен для быстрого визуального восприятия графического изображения и оценки результатов расчета, но для выполнения чертежей используются специальные устройства вывода графической информации — чертежные автоматы или графопостроители.

Графопостроители в зависимости от принципа получения изображений делят на электромеханические, электронные, электрохимические. Наиболее распространены электромеханические графопостроители, позволяющие получить чертежи больших размеров с высокой точностью. В качестве привода в них используются шаговые электродвигатели, управляемые импульсами, представляющими закодированную графическую информацию. Графопостроитель управляется через магнитную ленту или перфоленку с программой, полученной из ЭВМ.

т. е. работает автономно. Реже графопостроитель может непосредственно подключаться к ЭВМ, которая при этом используется непродолжительно из-за малой скорости работы графопостроителя.

Графопостроители по конструкции делятся на планшетные и рулонные. Планшетные графопостроители предназначены для вычерчивания сложных машиностроительных чертежей, рулонные же в большей мере подходят для вычерчивания диаграмм, графиков, несложных чертежей. Качество вычерчивания на рулонных графопостроителях ниже, чем на планшетных.

Для ввода графической информации в ЭВМ применяются дисплей и кодировщик графической информации. Оператор при помощи совмещения визира с кодируемыми точками заносит эти точки на перфокарты.

Набор периферийных устройств, устанавливаемых для оперативного обращения конструктора к ЭВМ в помещении проектного отдела, называется *автоматизированным рабочим местом* (АРМ) проектировщика. Состав АРМ зависит от работ, которые будут на нем выполняться. В настоящее время серийно выпускается промышленностью АРМ двух видов. Для использования в машиностроительных областях выпускается АРМ-М. Комплекс АРМ-Р предназначен для проектирования радиоэлектронной аппаратуры.

К одной крупной ЭВМ может быть подключено несколько АРМ, поэтому ЭВМ будет перегружена обменом информацией с периферийными устройствами. Для разгрузки основной ЭВМ появляется промежуточная мини-ЭВМ, которая будет выполнять простые расчетные задачи. Наличие мини-ЭВМ позволяет использовать АРМ как автономно, так и в комплексе с основной ЭВМ. В качестве мини-ЭВМ используют машины серии СМ. Например, мини-ЭВМ СМ4 имеет быстродействие 130 тыс. операций/с, максимальную емкость оперативной памяти 256 Кбайт.

САПР тяговых двигателей должна включать, кроме основной ЕС ЭВМ и минимального состава периферийных устройств, комплекс цифровых дисплеев, планшетные графопостроители, графический дисплей, кодировщик графической информации.

Другим вариантом технического комплекса САПР ТД может быть следующий: основная ЕС ЭВМ и несколько (2-3) комплексов АРМ-М с мини-ЭВМ типа СМ.

§ 16.3. Программное обеспечение

Программное обеспечение ЭВМ подразделяется на два вида: общее и специальное.

Общее программное обеспечение предназначено для организации процесса обработки задач, ввода-вывода, управления данными, подготовки и отладки программ и других подобных операций. Оно состоит из неполных программных библиотек и системных таблиц. Эта часть программного обеспечения называется *операционной системой* (ОС) ЭВМ. Она состоит из управляющих и обрабатывающих программ. К управляющим относятся: программы управления задачами (супервизор), обеспечивающие переключение с выполнения одной программы на другую, распределение оперативной памяти и времени между программами; программы управления заданиями, обеспечивающие требуемую очередность выполнения заданий; программы управления данными, обеспечивающие передачу данных между внешними устройствами и оперативной памятью.

Обрабатывающие программы — это трансляторы с алгоритмических языков и некоторые сервисные программы. Транслятор автоматически переводит описание задачи на алгоритмическом языке на язык машинный. Для целей САПР ОС ЭВМ не всегда подходит. Создать ОС САПР можно двумя путями: выполнить специальную ОС САПР в соответствии с конкретными прикладными задачами либо разработать дополнительные программы к ОС ЭВМ. Первый путь очень трудоемкий и дорогой, второй значительно дешевле и чаще всего находит применение.

Специальное программное обеспечение САПР ориентировано на выполнение задач проектирования конкретного технического объекта. Оно определяет качество и эффективность проектирования и является основой создания САПР. Программы специального обеспечения САПР объединяются в пакеты прикладных программ, имеющих управляющую программу (монитор) и собранных из програм-

мных модулей. Последние представляют собой автономные программы, из которых могут комплектоваться различные программы. Все данные, необходимые для проектирования, хранятся в едином банке данных, состоящем из базы данных и программного обеспечения базой данных.

Для тяговых двигателей электровозов создана экспериментальная система автоматизированного проектирования, включающая только расчетные работы [38]. В ней можно выделить следующие основные части: входной язык, управляющую программу (монитор), информационную базу и библиотеку модулей.

Система состоит из следующих подсистем: оптимизации тяговых двигателей; расчетов надежностных характеристик двигателей; расчетов потерь от вихревых токов; геометрических расчетов; электромагнитных расчетов. Она выполнена применительно к ЭВМ типа М-222. Программы разработаны на языке АЛГОЛ с транслятором ТА-1М. Для упрощения работы с системой создан входной язык. Все объекты в системе (подсистемы, модули, переменные, массивы переменных и т. п.) именуются и обращение к ним возможно на входном языке в рабочих программах. В качестве основных символов входного языка используются буквы латинского и русского алфавитов (заглавные), цифры и некоторое число слов и разделителей. Основной конструкцией языка является ПРОГРАММА, которая состоит из ЗАГОЛОВКА и ТЕКСТА. ЗАГОЛОВОК программы содержит идентификационную информацию, которая распечатывается и используется монитором для организации начала работы программы.

ТЕКСТ программы представляет собой последовательность ПРЕДЛОЖЕНИЙ. Каждое из них содержит ОПЕРАТОР и, возможно, ПРИМЕЧАНИЕ. Предложение служит для обозначения работы программы. Входной язык системы состоит из семи операторов: ОТКРЫТЬ, ЗАКРЫТЬ, МОДУЛЬ, ЕСЛИ, ИЗМЕНИТЬ, ВЫВЕСТИ, КОНЕЦ. В случае необходимости состав операторов может быть расширен.

Операторы языка содержат список параметров, имеющих индивидуальный смысл. Оператор ОТКРЫТЬ начинает работу каждой подсистемы. Он осуществляет вызов и оперативную память ЭВМ данных соответствующей подсистемы из информационной базы системы, а также ввод дополнительной информации. Вся информация становится доступной для модулей подсистемы.

Оператор ЗАКРЫТЬ завершает работу подсистемы. Он рассылает в информационную базу выходную информацию, полученную при работе данной подсистемы. Оператор МОДУЛЬ вызывает из библиотеки модулей соответствующий модуль и обращается к нему. По окончании работы происходит распечатка в отредактированном виде выходной информации модуля. Оператор ЕСЛИ служит для организации циклов внутри отдельных подсистем.

Операторы ИЗМЕНИТЬ и ВЫВЕСТИ играют вспомогательную роль. Они позволяют проектировщику активно вмешиваться в процесс машинного проектирования. Оператор ИЗМЕНИТЬ позволяет изменять значения любых переменных подсистем. Оператор ВЫВЕСТИ может напечатать значение любого параметра. Оператор КОНЕЦ сигнализирует об окончании задания и выполняет некоторые служебные функции.

Пример рабочей программы на входном языке по оптимизации тяговых двигателей:

```
ПРОЕКТ ИБ-418К6, ЗАДАНИЕ 02, ФАМИЛИЯ ПЕТРОВ, ОТКРЫТЬ (ОПТИМ 1, А2, А3);  
МОДУЛЬ (ЯКОРЬ);  
МОДУЛЬ (ОСОВ);  
ВЫВЕСТИ (Z1, P, D, UK);  
ИЗМЕНИТЬ (Z1 24, D - 660; UK - 4);  
МОДУЛЬ (ЯКОРЬ);  
ЗАКРЫТЬ (ОПТИМ 1);  
КОНЕЦ (ЗАДАНИЕ 02).
```

Здесь запрограммировано задание № 2, состоящее из следующих шагов (задач).

1. Оптимизация параметров якоря при вводимых с перфокарт параметрах массивов А2 и А3.
2. Оптимизация параметров остова.

3. Вывод на печать значений вектора дискретных переменных, при которых проводилась оптимизация.

4. Изменения значений трех из этих параметров ZI, D, UK

5. Оптимизация якоря при новых значениях вектора дискретных независимых переменных.

Управляющая программа (монитор) выступает как интерпретатор рабочей программы. Она анализирует текст рабочей программы, распознает операторы и их параметры и обращается к блокам, выполняющим функции соответствующих операторов. Для своей работы монитор использует ряд служебных таблиц, главным образом таблиц имен, в частности, имен подсистем, модулей и всех данных, хранящихся в информационной базе. Монитор осуществляет запуск всей системы и работу, обнаруживает и сообщает синтаксические ошибки в рабочих программах.

Информационная база системы состоит из данных, используемых в процессе проектирования тягового двигателя и размещается во внешней памяти. Все данные организованы в массивы и распределены по подсистемам. Вместе с тем каждый элемент массива имеет имя, хранящееся в таблице имен переменных монитора.

Библиотека модулей организуется на индивидуальной магнитной ленте пользователя. Она функционирует под управлением интерпретирующей системы ИС-2 транслятора ТА-1М [46]. Предусмотрена возможность пополнения библиотеки модулей, замены модулей, их изменений.

Эксплуатация этой системы позволила сделать следующие выводы:

при работе с системой облегчается труд проектировщика, увеличиваются его возможности в расчете самых различных вариантов;

разработка системы и модулей системы должна производиться совместно инженерами-проектировщиками и программистами-системщиками;

целесообразна разработка универсальных программ расчетов процессов в тяговом двигателе для уменьшения количества изменений модулей в системе. Необходимо, чтобы программы не зависели от конструктивных особенностей отдельных элементов (например, программа расчета магнитного поля методом конечных элементов);

для универсальных программ характерно большое число исходных данных. Целесообразно выбрать типовые конструктивные решения, используя которые, можно уменьшить это число благодаря использованию расчетных формул, связывающих одни параметры конструкции с другими.

§ 16.4. Организация диалога и средства общения

Основными режимами работы вычислительных систем являются режимы пакетной обработки данных и разделения времени (диалоговый режим). В режиме пакетной обработки человек не вмешивается в ход решения по программе задачи на ЭВМ. Группа задач, подлежащая обработке, формируется в пакет, который ЭВМ автоматически последовательно обрабатывает. Процесс решения задачи в этом режиме состоит из следующих этапов [45]:

- 1) описания проектируемых объектов на входном языке;
- 2) передачи описаний на перфорирующее;
- 3) перфорирующее и проверки;
- 4) передачи пакета перфокарт оператору;
- 5) решения задачи на ЭВМ;
- 6) передачи результатов пользователю;
- 7) анализа результатов.

Как видим, в этом режиме много времени теряется на перфорирующее, передачу исходных данных и получение результатов. После анализа результатов расчета проектировщик может прийти к выводу о необходимости изменений некоторых исходных данных. Чтобы получить результат при новых данных, приходится вновь повторять все 7 этапов процесса решения.

Чтобы проектировщик мог более оперативно решать задачи, производя изменения прямо с пульта ЭВМ, появился режим разделения времени. Пульт в этом режиме является дисплеем или пишущая машинка в сочетании с АЦПУ.

В этом режиме ЭВМ, несмотря на то, что проектировщик за пультом может некоторое время думать и не сразу внести изменения, не простаивает. Это связано с тем, что ЭВМ обслуживает не один пульт, а несколько, опрашивая их последовательно. Если нет запросов с пультов, ЭВМ решает наиболее сложную задачу, хранящуюся в ее оперативной памяти.

Диалоговый режим позволяет наиболее оптимально распределить работу по решению задачи между ЭВМ и человеком, предоставляя человеку решать те вопросы, которые он наиболее эффективно может решать. Диалоговый режим наиболее эффективен там, где имеются не до конца формализованные процессы. Например, размещение на сердечниках катушек главных и добавочных полюсов тягового двигателя может быть многовариантным. Так, катушка добавочного полюса может быть низкоопущенной, распределенной по всему сердечнику, иметь различное расположение проводников (плашмя или на ребро) и т. п. В этом случае целесообразно применение диалогового режима, при котором наиболее быстро будет найдено рациональное решение.

Одной из целесообразных форм диалога является метод «выбора меню», инициируемый ЭВМ [51]. В этом случае система на запрос оператора предлагает несколько вариантов ответов. Оператор должен по предписанной форме с клавиатуры дисплея дать ответ на естественном языке.

Язык взаимодействия между проектировщиком и ЭВМ является важнейшей частью САПР. Для программирования задач проектирования применяются универсальные алгоритмические языки АЛГОЛ, ФОРТРАН, ПЛ/1. Применять такие языки в диалоге неудобно и громоздко. Поэтому необходимо создание специально-ориентированных языков. Кроме создания специальных языков, можно пойти по пути модернизации некоторых универсальных языков, таких, как БЕЙСИК, АПЛ, которые ориентированы на применение в диалоговом режиме.

§ 16.5. Автоматизация конструкторских работ

В САПР тяговых двигателей обязательно должна быть подсистема выполнения конструкторских (графических) работ. При проектировании тягового двигателя и общем объеме работ графические работы составляют примерно 70—75 %. Появление графопостроителей явилось основанием для автоматизации этих ручных работ, требующих от человека большой усидчивости, внимания, сосредоточенности, энергии. При этом на каждую конструкторскую единицу должна быть составлена программа для графопостроителя. Если потребуется изменить форму конструкции, то необходимо изменять и программу. При частом изменении программы выгоды от автоматизации конструкторских работ могут оказаться небольшими. Поэтому в первую очередь необходимо выявить те детали и узлы, которые выгодно выполнять автоматически; автоматизировать вычерчивание, например, тех деталей и узлов, форма которых изменяется редко. Кроме того, необходимо выполнять работу по выбору наиболее перспективных форм деталей.

Размеры и форма некоторых деталей полностью определяются после проведения расчета двигателя. Но имеется значительное число деталей, у которых лишь часть размеров рассчитывается, остальные размеры выбираются конструктивно исходя из опыта проектирования подобных деталей в прошлом. Для вычерчивания деталей на ЭВМ необходимо найти математические зависимости между конструктивными и базовыми размерами, определяемыми расчетным путем, т. е. построить графоаналитические модели. Например, полная длина отливки остона (активная часть) может быть определена по формуле

$$l_1 = l_a + 0,4\pi D_a p,$$

где l_a, D_a, p — соответственно длина, диаметр сердечника якоря и число пар полюсов.

Установление таких зависимостей возможно лишь при участии в этой работе опытных конструкторов, которые могут предложить более обоснованные зависимости исходя из функций, выполняемых элементом детали. Таким образом можно выделить те детали, которые целесообразно вычерчивать на графопостроителе в первую очередь. К таким деталям можно отнести листы сердечников якоря, главного и добавочного полюсов; сердечники якоря, главного и добавочного по-

люсов; катушки якоря, главного и добавочного полюсов; детали коллектора, коллектор, уравниватель, вал, детали крепления, детали изоляции и другие детали.

Наиболее трудно построить графоаналитические модели для таких деталей, как остои (отливки), подшипниковые щиты (отливки). Чем меньше исходных данных, вводимых в ЭВМ для построения чертежа конструкции, тем более удобно и выгодно выполнять чертеж автоматизированно. Уменьшить число исходных данных можно путем уменьшения числа вариантов исполнения конструкции. Однако это резко сужает творческие возможности конструктора и уменьшает срок жизни программы. Поэтому целесообразно создание моделей и программ, позволяющих конструктору варьировать форму деталей, их положение в разрабатываемой конструкции. Хотя объем вводимых данных возрастает, программа становится более универсальной, не требующей при небольших изменениях конструкции существенных переделок.

Выпуск конструкторской документации с помощью вычислительной техники связан с вводом большого числа исходных данных в ЭВМ. Поэтому целесообразно иметь графопостроители и автоматизированные рабочие места в конструкторском отделе для повышения производительности труда конструктора благодаря оперативности решений.

Для программирования геометрических объектов разработаны специальные языки. Большие возможности конструктору для отображения чертежа с помощью дисплея или графопостроителя предоставляет язык ОГРА. Чертеж на этом языке получается за счет использования отдельных фрагментов чертежа, задаваемых конструктором, и вычисляемых на ЭВМ.

Язык имеет большой набор операторов — команд на осуществление определенных действий. Приведем некоторые операторы: установление пера в желаемую точку чертежа, вычерчивание кривых через заданные точки, покрытие штриховкой областей чертежа, объединение графических объектов, построение и вычерчивание размерных линий с размерным числом, построение видов, сечений и разрезов, симметричное отображение и др.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Глава 17. ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ

§ 17.1. Факторы, определяющие конструкцию и габаритные размеры тягового двигателя. Исходные данные для проектирования

Факторы, определяющие конструкцию и габаритные размеры тягового двигателя. В расчетах допустимого и оптимального вариантов тягового двигателя (см. раздел IV) предварительно, до расчета, выбираются конструкция двигателя и зубчатой передачи, тип подвески, диаметр якоря, так как процесс их выбора трудно формализуем в связи с тем, что, кроме расчетов, при их выборе необходимы неоднократные конструктивные проработки.

Внешние связи тягового двигателя, требуемые электромеханические характеристики двигателя и внутренние ограничения являются основными факторами, которые определяют его конструкцию. Разберем более подробно, как эти факторы влияют на выбор конструкции машины.

1. Характеристики тягового двигателя определяются требуемыми характеристиками локомотива. В условиях эксплуатации часты пуски, изменения скорости и силы тяги локомотива в широких пределах. Для таких условий, требующих широкой экономичной регулировки скорости движения, как уже отмечалось в разделе I, наиболее подходит коллекторный двигатель постоянного тока.

2. К характеристикам локомотива предъявляется требование повышения мощности, реализуемой при конструкционной скорости, т. е. требование улучшения регулировочных свойств локомотива. Чтобы выполнить это требование, на локомотивах предусмотрено уменьшение степени возбуждения двигателей. Однако ухудшение при этом потенциальных условий на коллекторе, вызванное ростом максимальных напряжений между пластинами коллектора из-за возрастания искажающего действия магнитного поля якоря, не позволяет зачастую в достаточной мере улучшить регулировочные свойства локомотива. Чтобы принять степень возбуждения как можно меньше, в тяговых двигателях для устранения искажающего действия магнитного поля якоря устанавливают компенсационную обмотку или делают, если этого достаточно для работоспособности двигателя, расходящийся зазор под главным полюсом. Для повышения регулировочных свойств двигателя целесообразно уменьшать коэффициент насыщения K_H .

3. Конструкция двигателя зависит от его номинальных значений напряжения и мощности.

Номинальное напряжение на токоприемнике для контактных сетей постоянного тока $U_c = 3000$ В, а номинальное напряжение на зажимах двигателя 750 или 1500 В.

Чем ниже напряжение, тем тоньше получается изоляция, лучше теплопередача, и двигатель получается более легким. При $U_c = 3000$ В двигатели соединяют последовательно для снижения напряжения на коллекторе до 750 или 1500 В, но изоляцию двигателей рассчитывают на напряжение 3000 В.

От напряжения на зажимах двигателя зависит число его полюсов. Чем больше напряжение U на зажимах двигателя, тем с меньшим числом полюсов возможно выполнить машину в ограниченном пространстве. Это обусловлено тем, что между пластинами коллектора напряжение e_{cp} не должно быть больше определенного значения $[e_{cp}]$. Тогда минимальное число коллекторных пластин

$$K_{min} = 2pU / [e_{cp}]. \quad (V.1)$$

Для улучшения потенциальных условий на коллекторе необходимо стремиться в том, чтобы число коллекторных пластин было больше, чем K_{min} . Однако это число не может быть больше значения K_{max} , которое определяется конструктивно минимальным размером коллекторного деления $[t_k]$, поэтому

$$K_{max} = \pi D_k / [t_k], \quad (V.2)$$

где D_k — диаметр коллектора.

Если $K_{min} > K_{max}$, то необходимо уменьшать или напряжение U , или число полюсов $2p$. Опыт проектирования показывает, что при $U = 1500$ В число полюсов равно четырем или шести, а при $U = 750 \div 1200$ В — шести.

При шестиполюсном исполнении остова делают круглым, при четырехполюсном — восьмигранным, что улучшает использование пространства под электровозом.

Напряжение на зажимах и мощность двигателя являются определяющими при выборе типа обмотки якоря. Для удовлетворительной коммутации необходимо уменьшать ток в параллельной ветви обмотки якоря. Из опыта проектирования известно, что при $U = 1500$ В и мощности двигателя до 500 кВт возможно применение простой волновой обмотки с числом параллельной ветви $2a = 2$. При уменьшении напряжения или росте мощности целесообразно переходить на петлевую обмотку, имеющую число параллельных ветвей $2a = 2p$.

4. Из-за возможного боксования колес тяговые двигатели испытывают на повышенную частоту вращения по сравнению с максимальной частотой вращения: при параллельном включении двигателей — на 25 %, при последовательном — на 35 %. На эту частоту вращения должна быть рассчитана механическая прочность узлов двигателя.

5. Тяговые двигатели должны надежно работать при повышении напряжения в контактной сети на 27 % сверх номинального в сети постоянного тока и на 16 % в сети переменного.

Это необходимо учитывать при выборе конструкции изоляции двигателя и коллектора.

6. На конструкцию тягового двигателя влияет также применяемый вид вентиляции. При самовентиляции уменьшаются осевые габаритные размеры якоря.

При независимой вентиляции, как и при самовентиляции, необходимо предусмотреть входные и выходные вентиляционные люки.

Вентилирующий воздух заносит внутрь двигателя пыль, влагу, иногда снег. Для того чтобы изоляция двигателя надежно работала, она должна быть пыле- и влагостойкой. Для повышения надежности изоляции якорь тяговых двигателей обычно выполняют с закрытой задней лобовой частью.

7. Габаритные размеры тягового двигателя определяются шириной колес, диаметром ведущего колеса электровоза, видом подвешивания тягового двигателя и параметрами зубчатой передачи.

Без зубчатой передачи частота вращения якоря была бы мала, а масса и габаритные размеры машины резко бы возросли. Повышение частоты вращения якоря двигателя ограничивается коммутационными и механическими условиями. В настоящее время ограничивающими факторами являются в основном коммутационные процессы. Увеличение частоты вращения приводит к уменьшению массы активной части машины, но при этом могут увеличиться масса и объем конструктивных элементов машины. При больших частотах вращения приходится пересматривать конструкции подшипниковых узлов и коллектора.

В зависимости от вида подвешивания тягового двигателя может быть выбрано то или иное передаточное отношение зубчатой передачи, а значит, и частота вращения якоря двигателя. Вид подвешивания главным образом определяет динамические усилия на двигатель, возникающие при движении локомотива по неровностям пути.

8. Для удобства обслуживания при шестиполюсном исполнении (иногда и при четырехполюсном) щеткодержатели крепят на поворотной траверсе. Токовые выводы в тяговом двигателе выполняют через специальную коробку. Подвод смазки к подшипникам осуществляется по специальным каналам и трубкам.

9. Конструкция тягового двигателя должна быть ремонтнопригодна и удобна при сборке и разборке. Узлы и детали должны быть технологичны, причем целесообразна их унификация.

10. Кроме отмеченных факторов, на конструкцию и габаритные размеры тягового двигателя оказывают влияние уже рассмотренные ранее функциональные ограничения на процессы и ограничения на параметры, а также характеристики применяемых материалов.

Все рассмотренные здесь факторы в конечном итоге и определяют конструкцию тягового двигателя. При проектировании тяговых двигателей должны быть удовлетворены требования ГОСТ 2582—81.

Исходные данные для проектирования. Исходные данные для проектирования тягового двигателя задают исходя из требований, предъявляемых к локомотиву. Обычно это:

Род работ	грузовой, пассажирский
Вид зубчатой передачи	локомотивной
	односторонняя, двусторонняя

Вид подвешивания	опорно-осевое, рамное
Ширина колеи, мм	1520: 1435
Диаметр бандажей ведущих колес локомотива, м	$D_{\text{вк}}$
Диаметр оси колесной пары, мм	d_o
Расстояние от головки рельса до нижней точки кожуха зубчатой передачи и до остова, мм	b
Нагрузка от колесной пары на рельсы, кН	P
Мощность двигателя в номинальных режимах (часовая или продолжительная), кВт	$P_{\text{ном}}$
Номинальная скорость движения локомотива, км/ч	$v_{\text{ном}}$
или номинальная сила тяги, кН	$F_{\text{ном}}$
Конструкционная скорость движения локомотива, км/ч	v_{max}
Сила тяги при конструкционной скорости, кН (наибольшая мощность, кВт)	$F_{\text{max}} (P_{\text{max}})$
Напряжение на зажимах двигателя, В:	
номинальное	$U_{\text{ном}}$
максимальное	U_{max}
Напряжение на изоляции двигателя, В	$U_{\text{из}}$
Род тока	постоянный, пульсирующий
Вид электрического торможения	реостатное, рекуперативное и др.
Электрическое соединение двигателей на электровозе	последовательное, параллельное
Вентиляция	самовентиляция, независимая
Наибольшая допустимая масса двигателя, кг	m_d

§ 17.2. Напряжение и число полюсов

При питании тяговых двигателей от контактной сети напряжением $U_c = 3000$ В напряжение на зажимах двигателей $U_{\text{ном}} = 1500$ В, что обеспечивается последовательным соединением двух тяговых двигателей. Напряжение на изоляции при этом равно 3000 В.

На локомотивах, питающихся от сети переменного тока $U_c = 25$ кВ, напряжение на зажимах двигателя при помощи трансформатора понижается до 750—1200 В. Это напряжение является также напряжением на изоляции; т. е. на локомотивах переменного тока при проектировании тягового двигателя можно выбрать оптимальное значение напряжения на его зажимах.

Повышение напряжения на двигателе приводит к росту толщины изоляции, изоляционных промежутков, ухудшению заполнения паза, росту градиента потенциала и напряжения между пластинами коллектора. Это ухудшает технико-экономические показатели двигателей.

Но одновременно при этом уменьшается ток двигателя (если считать его мощность постоянной), что несколько улучшает коммутацию и уменьшает размеры коллектора. Таким образом, при изменении напряжения одни факторы ухудшают, а другие улучшают технико-экономические показатели двигателя. Выполнение расчетов вариантов двигателей на различное напряжение на зажимах позволяет выбрать наиболее рациональное его значение в каждом конкретном случае.

При выбранных диаметрах коллектора D_k и якоря D_a число пар полюсов двигателя $2p$ зависит от выбранного напряжения $U_{\text{ном}}$. Из выражений (V.1) и (V.2) наибольшее число полюсов двигателя

$$2p = [c_{cp}] \frac{\pi D_k}{U_{\text{ном}} [t_k]}$$

Полученное значение $2p$ необходимо округлить до ближайшего меньшего четного числа. Это число полюсов и будет допустимым как по потенциальным, так и по конструктивным ограничениям на коллекторе. Например, при $D_k = 660$ мм, $[c_{cp}] = 18$ В, $[t_k] = 4$ мм, $U_{\text{ном}} = 1500$ В получим $2p = 18 \cdot 3,14 \cdot 660 / (1500 \cdot 4) = 6,2$. В этом случае машину можно выполнить как с $2p = 4$, так и $2p = 6$. Исполнение машины с $2p = 6$ обычно получается несколько меньшим (на 7—10%) по массе, чем при $2p = 4$ для одной и той же мощности вследствие меньшего в 1,5 раза магнитного потока, приходящегося на один полюс. Меньший магнитный поток позволяет делать магнитопровод меньшего сечения. При шестиполюсном исполнении детали двигателя (обмотки, сердечники, щеткодержатели) получаются меньше по габаритным размерам и массе, поэтому они удобнее в изготовлении и при ремонте [52].

Шестиполюсное исполнение имеет и свои недостатки. Так как количество деталей такой машины больше, то трудоемкость ее изготовления возрастает. При этом меньше пространство для размещения щеткодержателей, а для их обслуживания необходима специальная поворотная траверса, на которой закрепляются щеткодержатели.

Напряжение на двигателе определяет ток, не только проходящий через тяговый двигатель, но и по пускорегулирующей аппаратуре и кабельной проводке локомотива. Чем больше ток, тем выше расход дорогостоящего цветного металла. Поэтому задача выбора напряжения на зажимах двигателя должна решаться в увязке с оптимальным решением по кузовному электрическому оборудованию, что выходит за рамки данной книги. Однако если рассматривать ее изолированно, только для тягового двигателя, то, кроме рассмотренных потенциальных и конструктивных ограничений, необходимо при выборе числа полюсов и напряжения на зажимах двигателя учесть еще и ограничения по превышению температуры обмотки якоря и по коммутации [53], что показано ниже.

Мощность двигателя

$$P_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} I_{a \text{ ном}} \eta_{d \text{ ном}} \cdot 10^{-3}, \quad (\text{V.3})$$

где $\eta_{d \text{ ном}}$ — к. п. д. двигателя при номинальных параметрах.

Номинальный ток двигателя

$$I_{a \text{ ном}} = 2aI_a,$$

где I_a — ток параллельной ветви обмотки якоря.

Линейная нагрузка якоря, являющаяся показателем тепловой и коммутационной напряженности тягового двигателя,

$$A = \frac{U_{\text{ном}}}{l_k} \quad (\text{В/см}),$$

где N — число проводников обмотки якоря: $N = 2K\omega_c$ (здесь K , ω_c — число коллекторных пластин и число витков секции обмотки якоря, обычно $\omega_c = 1$).

Коллекторное деление, приведенное к диаметру якоря,

$$\tau_c = \frac{D_a}{N}.$$

Используя эти выражения, получим ток двигателя

$$I_{a \text{ ном}} = aAt'_k/\omega_c.$$

Тогда мощность двигателя

$$P_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} aAt'_k \eta_{\text{д ном}} \cdot 10^{-3} / \omega_c. \quad (\text{V.4})$$

Разделим обе части уравнения (V.4) на число пар полюсов:

$$P_{\text{ном}}/p = U_{\text{ном}} aAt'_k \eta_{\text{д ном}} \cdot 10^{-3} / (\omega_c p).$$

Для современной теплостойкой изоляции $A = 500 \div 600$ В/см. Размер l'_k обычно не бывает меньше 0,5—0,6 см.

Если принять $\eta_{\text{д ном}} = 0,935$, то для простой петлевой обмотки при $2p = 2a$ и $\omega_c = 1$

$$P_{\text{ном}}/p = (0,23 \div 0,36) U_{\text{ном}}. \quad (\text{V.5})$$

Зависимость (V.5) является ориентировочной и может быть лишь первым грубым приближением к решению. Дело в том, что при увеличении напряжения мощность на пару полюсов растет не прямо пропорционально напряжению, а медленнее в связи с тем, что с ростом напряжения необходимо увеличивать толщину корпусной изоляции, а значит, снижать допустимое значение A по условиям нагрева обмотки якоря.

В [55] подтверждается правильность положения, согласно которому оптимальное значение напряжения на двигателе может быть определено по правилу «одноомного» двигателя, для которого $U_{\text{ном}} = \sqrt{P_{\text{ном}} \cdot 10^3}$, а эквивалентное сопротивление $R_a = U_{\text{ном}}/I_{a \text{ ном}} \approx 1$ Ом. Авторы приходят к выводу, что понятие об «одноомном» двигателе как оптимальном по технико-экономическим показателям справедливо в диапазоне мощностей от 650 до 800 кВт.

Исходя из условия минимума стоимости двигателя и потерь на единицу потребляемой мощности в течение нормативного срока окупаемости делается вывод, что оптимальное значение напряжения на коллекторе $U_{\text{опт}}$ и мощность на пару полюсов определяются лишь размером полюсного деления $\tau_a = \pi D_a / (2p)$. Так, по условию минимума затрат в течение срока окупаемости для изоляции класса Н:

для двигателей с компенсационной обмоткой:

$$\tau_{a \text{ опт}} = 35 \div 42 \text{ см}; U_{\text{опт}} = 1150 \div 1350 \text{ В}; (P_{\text{ном}}/p)_{\text{опт}} = 400 \div 475 \text{ кВт};$$

для двигателей без компенсационной обмотки:

$$\tau_{a \text{ опт}} = 34 \div 41 \text{ см}; U_{\text{опт}} = 900 \div 1150 \text{ В}; (P_{\text{ном}}/p)_{\text{опт}} = 300 \div 360 \text{ кВт};$$

по условию минимума расхода меди

$$\tau_{a \text{ опт}} = 26 \text{ см}.$$

Более подробно преимущества и недостатки шести- и четырехполюсного исполнения двигателей и вопросы выбора напряжения на зажимах двигателей изложены в [53, 54, 55].

Наиболее широко применяют для моторвагонных тяговых двигателей $2p = 4$; для электровозных двигателей мощностью до 1000 кВт $2p = 4$ или 6, мощностью свыше 1000 кВт $2p = 6$ или 8.

§ 17.3. Коэффициент полюсного перекрытия и электромагнитные нагрузки якоря

Из уравнений (1.9), (1.11), (1.12') следует, что для получения наибольших момента или мощности двигателя необходимо стремиться к наибольшим значениям линейной нагрузки якоря A , магнитной индукции в воздушном зазоре B_δ , окружной скорости якоря v_a и полюсного перекрытия α_δ . Однако они могут быть увеличены лишь до определенного предела по условиям работоспособности и выполнимости тягового двигателя.

Коэффициент полюсного перекрытия α_δ . Тяговый двигатель выполняют (при отсутствии компенсационной обмотки) с расходящимся воздушным зазором под главным полюсом, поэтому магнитная индукция в зазоре распределена неравномерно. Магнитный поток одного полюса на единицу длины якоря численно будет равен площади, ограниченной кривой индукции по рис. V.1:

$$\Phi = \int_{-a}^{+a} B_\delta x dx.$$

Для удобства расчета магнитного потока реальное распределение магнитной индукции в зазоре заменяют распределением в виде прямоугольника с высотой, равной максимальному значению индукции под серединой полюса B_δ , и площадью, равной площади, ограниченной реальной кривой распределения индукции. Ширина

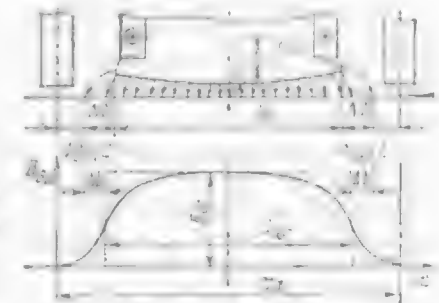


Рис. V.1. Распределение индукции в зазоре при холостом ходе (включена только обмотка возбуждения)

прямоугольника b_δ называется *расчетной шириной полюсного наконечника*; $b_\delta = \Phi/B_\delta$.

Для определения b_δ необходимо иметь реальную кривую распределения индукции в зазоре $B_{\delta x}(x)$. Наиболее точно ее можно получить расчетом магнитного поля в зазоре (см. § 3.2). Но такой способ довольно трудоемок и может быть рекомендован для уточненных расчетов двигателя. При поиске рационального варианта, когда требуется расчет различных промежуточных вариантов двигателя, учитывают то обстоятельство, что отношение b_δ/τ_n изменяется в очень узких пределах. Зная пределы изменения этого отношения, можно для заданных диаметра якоря и числа полюсов определить b_δ . Это отношение называется *расчетным коэффициентом полюсного перекрытия*, обозначается α_δ .

$$\alpha_\delta = b_\delta/\tau_n. \quad (V.6)$$

Чем больше коэффициент α_δ , тем лучше использование активного слоя якоря. Однако увеличение α_δ ограничивается тем, что при большем его значении возрастает поток главного полюса, проникающий в зону коммутации и приводящий к ухудшению коммутации из-за возникновения дополнительных э. д. с. в коммутируемых секциях якоря.

Для того чтобы магнитный поток главных полюсов, проникающий в зону коммутации, не превосходил допустимых пределов, из опыта проектирования тяговых двигателей установлено ограничение на расстояние между краями коммутационной зоны $b_{зк}$ (см. рис. V.1) и расчетной полюсной дугой b_δ . Обозначим это расстояние через Δb , тогда

$$2\Delta b = \tau_n - b_\delta - b_{зк}. \quad (V.7)$$

Расстояние Δb не должно быть меньше шага по пазам якоря t_1 [3]. С учетом этого рекомендуется

$$\frac{\Delta b}{t_1} = \frac{\tau_n - b_\delta - b_{зк}}{2t_1} = 1,1 \div 1,3. \quad (V.8)$$

Ограничение (V.8) является приближенным, так как не учитывает магнитное насыщение наконечника сердечника главного полюса и зубцов якоря, увеличения зазора на краях сердечника. Поэтому в дальнейшем значение α_δ уточняют при непосредственном расчете магнитного поля или по приближенным формулам расчета э. д. с. от главного поля в зоне коммутации [см. формулу (V.196)].

Практика проектирования тяговых двигателей позволяет установить следующие пределы изменения расчетного коэффициента полюсного перекрытия: для машин без компенсационной обмотки $\alpha_\delta = 0,62 \div 0,68$; для машин с компенсационной обмоткой $\alpha_\delta = 0,64 \div 0,78$.

Электромагнитные нагрузки. *Линейная нагрузка якоря* током ограничивается допустимым превышением температуры обмотки якоря и требованиями обеспечения хорошей коммутации и допустимых потенциальных условий на коллекторе.

Линейная нагрузка входит сомножителем в так называемый *фактор нагрева, или тепловой фактор*,

$$A j_a, \quad (V.9)$$

где j_a — плотность тока в обмотке якоря, А/мм².

Тепловой фактор характеризует тепловую напряженность якоря определенной конструкции и представляет собой электрические потери, приходящиеся на 1 м² цилиндрической поверхности якоря диаметром D_a .

Действительно, удельные потери, Вт/м²,

$$p_{уд} = I_a^2 r'_a / (\pi D_a l_a), \quad (V.10)$$

где r'_a — сопротивление части обмотки якоря, уложенной в пазы, Ом;
 l_a — длина сердечника якоря, м.

Сопротивление

$$r'_a = \rho N l_a / [q_a (2a)^2],$$

где ρ — удельное сопротивление проводников обмотки якоря, Ом · мм²/м;
 q_a — площадь поперечного сечения проводника, мм².

Подставим выражение для r'_a в выражение (V.10). Так как линейная нагрузка $A = I_a N / (2a \pi D_a)$, а плотность тока $j_a = I_a / (2a q_a)$, получим

$$p_{уд} = \rho A j_a. \quad (V.10')$$

Так как ρ слабо изменяется при изменении температуры, то можно считать, что нагревание обмотки якоря определяется тепловым фактором $A j_a$. Необходимо иметь в виду, что тепловой фактор не учитывает потери в стали якоря и добавочные потери в меди якоря, поэтому его можно применять лишь для предварительной оценки тепловой напряженности якоря.

Для напряжения на изоляции двигателя от 1000 до 3000 В и в зависимости от класса нагревостойкости изоляции рекомендуются следующие значения теплового фактора:

Класс изоляции	V	F	II
Тепловой фактор $A j_a / 100$	2000—3000	2600—3600	3000—4000

Бóльшие значения теплового фактора принимают при меньшем напряжении, т. е. при меньшей толщине изоляции.

Выбрав ориентировочно тепловой фактор $A j_a$, необходимо определить его сомножители. Наиболее важно правильно выбрать линейную нагрузку A , так как от ее значения зависит не только нагрев обмотки, но с ее ростом растет коммутационная напряженность машины из-за увеличения реактивной э. д. с., а также возрастает искажающее действие поля якоря на магнитное поле главных полюсов, что приводит к ухудшению потенциальных условий на коллекторе.

Линейная нагрузка A не должна превышать показанных на рис. V.2 значений. По выбранным значениям $A j_a$ и A можно определить допустимую плотность тока в обмотке якоря

$$j_a = A j_a / A. \quad (V.11)$$

Обычно $j_a = 5 \div 7 \text{ А/мм}^2$. Для более высоких классов нагревостойкости изоляции принимаются большие значения j_a . Окончательный выбор указанных величин производится после проведения теплового расчета обмотки якоря.

Индукция в воздушном зазоре B_δ ограничивается: из-за увеличения м. д. с. главного полюса, т. е. возрастания объема катушки; из-за увеличения потерь в стали, а значит, и роста нагрева обмотки якоря и снижения к. п. д. машины; из-за необходимости обеспечить более мягкую тяговую характеристику. Индукция в ножке зубца обычно по экономическим соображениям не должна быть больше 2,3—2,4 Тл. При увеличении диаметра сердечника якоря может быть допущена большая индукция в зазоре (при максимальной индукции в зубцах якоря 2,3—2,4 Тл), так как при этом слабее сужение зубцов к основанию.

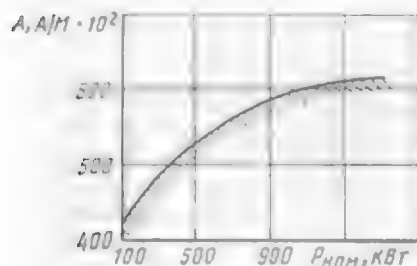


Рис. V.2. Зависимость линейной нагрузки A от мощности $P_{ном}$

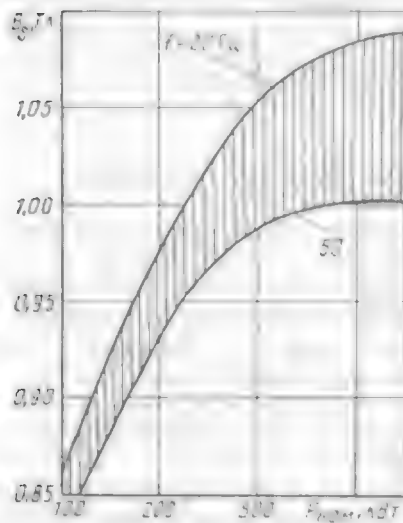


Рис. V.3. Зависимость индукции B_δ от мощности $P_{ном}$

Для тяговых двигателей индукция в зазоре не превосходит 1,0—1,1 Тл.

Чем больше частота перемагничивания, тем больше потери в стали при одной и той же магнитной индукции, поэтому для уменьшения потерь рекомендуется выбирать меньшие значения индукции в зазоре при большей частоте перемагничивания. Предварительное значение индукции B_δ может быть выбрано по зависимости $B_\delta(P_{ном})$ для частот перемагничивания в диапазоне 20—50 Гц, представленной на рис. V.3 [3].

Окружная скорость якоря v_a ограничивается допустимыми механическими напряжениями в деталях крепления якорной обмотки (бандажах, клиньях) и в деталях коллектора, а также максимальной допустимой по условиям коммутации окружной скоростью коллектора.

Максимальная окружная скорость коллектора определяется при конструкционной скорости локомотива. Обычно конструкционная скорость локомотива в 1,8—2,5 раза больше номинальной. По конструктивным условиям диаметр коллектора D_k связан с диаметром якоря D_a соотношением

$$D_k = (0,75 \div 0,9) D_a. \quad (V.12)$$

Следовательно, такое же соотношение будет между окружными скоростями якоря и коллектора. Для обеспечения устойчивой коммутации по механическим условиям работы щеток максимальная окружная скорость коллектора не должна превышать определенного значения. Допускается

$$v_{k \max} < 50 \div 55 \text{ м/с}. \quad (V.13)$$

Это ограничение является одним из основных для мощности и массы машины.

Максимальная окружная скорость якоря

$$v_{a \max} < 70 \div 80 \text{ м/с}. \quad (V.14)$$

Это ограничение проверяют дополнительно механическим расчетом узлов якоря.

Прогресс в области материалов, уточнение расчетов, оптимизация конструкции могут привести к некоторой корректировке указанных ограничений удельных нагрузок и других исходных параметров для проектирования тяговых двигателей.

§ 17.4. Радиальные размеры.

Расчет диаметров якоря и коллектора

О том, как предварительно выбрать диаметр якоря, централь, передаточное отношение зубчатой передачи, было сказано в § 6.3. Выбранное предварительно значение диаметра D_a должно быть проверено по возможности реализации требуемого момента при принятых значениях B_δ и A , по допустимой окружной скорости якоря, по потенциальной и тепловой напряженности якоря [3].

При выбранных значениях магнитной индукции B_δ , линейной нагрузки якоря A и коэффициента α_δ , задавшись длиной сердечника якоря l_a , можно определить диаметр D_a из формулы для электромагнитного момента, Н·м

$$M_a = 1,57 \alpha_\delta B_\delta A D_a^2 l_a.$$

Электромагнитный момент M_a можно принять равным номинальному, определенному из формулы $P_{ном} = M_{ном} n_{ном} / 9550$. Для предварительного расчета при ширине колеи 1520 мм можно принять l_a , мм:

Вагоны метрополитена	280—320
Магистральные электропоезда	320—350
» электровозы	350—450

Найденный размер D_a не должен превышать определенного ранее по значению централи. Если имеется превышение этого размера, необходимо уменьшить передаточное отношение.

Допустимая максимальная окружная скорость якоря

$$v_{a \max} = \pi D_a n_{\max} / 60 < 70 \div 80 \text{ м/с}. \quad (V.15)$$

Максимальная частота вращения якоря $n_{\max}$ имеет место при конструкционной скорости локомотива $v_{\max}$ и определяется через номинальную частоту вращения $n_{\text{ном}}$:

$$n_{\max} = n_{\text{ном}} v_{\max} / v_{\text{ном}} = n_{\text{ном}} K_r. \quad (\text{V.16})$$

Номинальная частота вращения якоря

$$n_{\text{ном}} = 5,3 \pi v_{\text{ном}} / D_{\text{вк}}, \quad (\text{V.17})$$

где μ — передаточное отношение зубчатой передачи;

$D_{\text{вк}}$ — диаметр круга катания бандажей ведущей колесной пары, м.

Число коллекторных пластин может быть определено из формулы $e_{\text{ср}} = 2pU/K$, если задаться значением среднего межламельного напряжения $e_{\text{ср}}$. Обычно среднее межламельное напряжение принимается:

для компенсированных машин	$\left. \begin{aligned} e_{\text{ср}} &\leq 17 \div 19 \text{ В;} \\ \text{для машин без компенсационной обмотки} \\ e_{\text{ср}} &\leq 14 \div 18 \text{ В.} \end{aligned} \right\}$	(V.18)
для машин без компенсационной обмотки		

Исходя из этих ограничений получим число коллекторных пластин

$$K = 2pU / e_{\text{ср}}. \quad (\text{V.19})$$

Из условий конструктивной и технологической выполнимости коллектора коллекторное деление t_k должно быть больше минимального допустимого значения $[t_k] = 4 \div 4,5$ мм. Приняв $t_k \geq 4,0 \div 4,5$ мм, получим диаметр коллектора, м,

$$D_k = K t_k \cdot 10^{-3} / \pi. \quad (\text{V.20})$$

Максимальная окружная скорость коллектора должна быть проверена по ограничению (V.13)

$$v_{\text{ср}} = \pi D_k n_{\max} / 60 \leq 50 \div 55 \text{ м/с}.$$

Выбранные величины D_a и D_k должны удовлетворять соотношению (V.12). Увеличение D_k свыше $0,9D_a$ невозможно, поскольку не будет обеспечена необходимая высота петушков коллекторной пластины. Уменьшение размера D_k ниже $0,75D_a$ в принципе возможно. При этом желательно иметь приварные петушки для экономии расхода меди на коллектор.

Тепловую напряженность якоря можно предварительно оценить по допустимой линейной нагрузке A (см. рис. V.2), используя формулу (V.3).

Из выражения (V.19) напряжение $U = K e_{\text{ср}} / (2p)$. Выразим номинальный ток двигателя $I_{a \text{ ном}}$ из формул

$$\begin{aligned} A_{\text{ном}} &= I_{a \text{ ном}} N / (2a\pi D_a) \text{ и } N = 2K\omega_c; \\ I_{a \text{ ном}} &= A_{\text{ном}} a\pi D_a / (K\omega_c). \end{aligned} \quad (\text{V.21})$$

Подставив выражения для U и $I_{a \text{ ном}}$ в формулу (V.3), получим номинальную линейную нагрузку якоря

$$A_{\text{ном}} = P_{\text{ном}} \omega_c p / (e_{\text{ср}} D_a \eta_d a). \quad (\text{V.22})$$

Она должна быть не более чем определенная для данной мощности по рис. V.2, в противном случае необходимо увеличить диаметр D_a .

Выбор значений p , $e_{\text{ср}}$, D_a в формуле (V.22) описан ранее: $a = p$ при простой петлевой обмотке и $a = 1$ при простой волновой обмотке, число витков в секции для тяговых двигателей $\omega_c = 1$, а к. п. д. двигателя предварительно находят по рис. III.2 (обычно $\eta_d = 0,92 \div 0,94$).

При изготовлении сердечника якоря из листовой горячекатаной электротехнической стали (ГОСТ 21427.3—75) полученный диаметр якоря (для обеспечения минимальных отходов при раскрое листов) необходимо округлить до ближайшего размера из следующего ряда: 368; 423; 560; 660; 740; 850; 990 мм. При использовании холоднокатаной рулонной электротехнической стали (ГОСТ 21427.2—83) можно не придерживаться этого ограничения и выбирать наиболее оптимальный диаметр якоря с электромагнитной точки зрения.

Выбранный диаметр якоря необходимо сравнить с диаметрами серийно выпускаемых тяговых двигателей и, если возможно, унифицировать размеры якорного листа с размерами листов серийных машин. Унификация позволит быстрее освоить и удешевить производство проектируемого двигателя, так как изготовление штампов является наиболее трудоемкой операцией в подготовке его производства.

Из опыта проектирования и изготовления тяговых двигателей известно, что диаметры якорей обычно изменяются в следующих пределах:

для двигателей электровозов (при $D_{\text{вк}} = 1250$ мм)

$$D_a = 540 \div 800 \text{ мм}; \quad (\text{V.23})$$

для двигателей электропоездов (при $D_{\text{вк}} = 1050$ мм)

$$D_a = 420 \div 520 \text{ мм}. \quad (\text{V.24})$$

Намеченные диаметры якоря и коллектора окончательно уточняют в процессе дальнейших электромагнитных, тепловых и механических расчетов.

§ 17.5. Осевые размеры.

Расчет активной длины сердечника якоря

В осевом направлении размеры двигателя ограничиваются расстоянием между гребнями колесной пары. В этом пространстве, кроме двигателя, размещаются зубчатая передача, корпус редуктора (кожух зубчатой передачи), причем должны предусматриваться монтажные зазоры между ними. Принципы геометрического расчета осевой длины двигателя и сердечника якоря не отличаются для подвешивания различных видов.

Для примера рассмотрим расчет длины сердечника якоря при опорно-осевом подвешивании тягового двигателя при индивидуальном приводе.

Ширина железнодорожной колеи отечественных дорог равна 1520 мм, зарубежные страны в большинстве своем имеют колею 1435 мм. Для колеи 1520 мм расстояние между ребрами колес

(рис. V.4, а) $L_{\text{реб}} = 1440$ мм. При этом длина двигателя при двусторонней передаче $L_d \leq 1020 \div 1085$ мм, при односторонней передаче $L_d \leq 1135 \div 1185$ мм.

Максимальная длина якоря при двусторонней передаче (рис. V.4, б) $L_a = 900 \div 980$ мм, причем нижнее значение принимают при крупных якорных подшипниках тяжелой серии (например, 42428), а верхнее значение — при якорных подшипниках средней серии (например, 42330). Длина якоря определяется также размерами составляющих его узлов.

Для предварительного расчета наметим возможные размеры этих узлов. Передний и задний вылеты лобовых частей обмотки якоря соответственно (рис. V.4, а):

$$\begin{aligned} H_d &= H_0 + H_1 + G, \\ H_1 &= H_0 + H_2 + L. \end{aligned} \quad (\text{V.25})$$

Длина скошенных частей вылетов

$$H_0 + H_2 = (0,4 \div 0,45) \pi D_a / (2p). \quad (\text{V.26})$$

Длина прямолинейного участка H_d зависит от напряжения на изоляции машины $U_{\text{из}}$:

$U_{\text{из}}, \text{В}$	500—800	800—1200	1200—2000	2000—3000
$H_d, \text{мм}$	15	19	25	35
$l_m, \text{мм}$	25	32	45	60

Длина прямолинейного участка G определяется конструкцией перехода от косой части H_0 катушки якоря к петушкам коллектора.

При горизонтальной или вертикальной укладке проводников в пазу без разворота проводников на 90° перед впайкой их в петушки коллектора размер $G = 15 \div 20$ мм. В случае если происходит поворот проводников и их расплющивание, размер $G = 30 \div 40$ мм.

Размер $d = 25 \div 30$ мм.

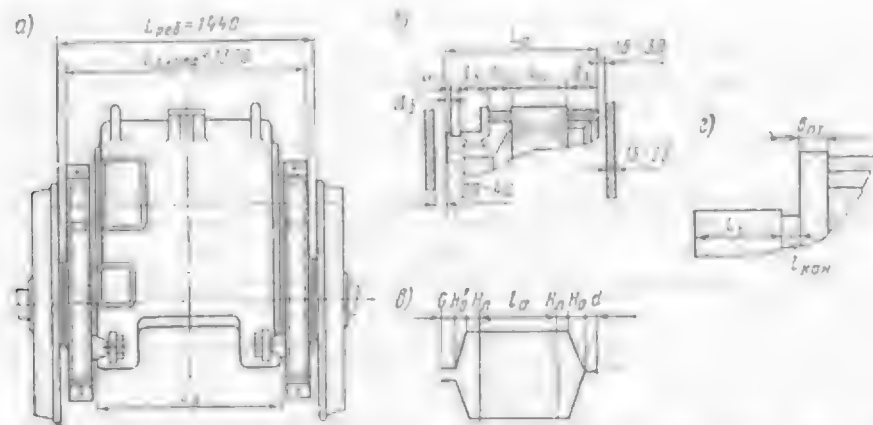


Рис. V.4. К расчету осевых размеров тягового двигателя (а), якоря (б), витка якорной обмотки (в) и коллектора (г)

Длина коллектора l_k состоит из длины рабочей части коллектора L_k (рис. V.4, г), петушков $b_{\text{пт}}$, канавки пылевой $l_{\text{кан}}$:

$$l_k = L_k + b_{\text{пт}} + l_{\text{кан}}. \quad (\text{V.27})$$

Длина рабочей части коллектора L_k , мм, при выбранной ширине щетки $b_{\text{щ}}$ определяется в основном допустимой плотностью тока в щетке:

$$L_k = P_{\text{ном}} \cdot 10^4 / (U_{\text{ф}} \eta_d b_{\text{щ}} j_{\text{щ}}) + 15. \quad (\text{V.28})$$

В выражении (V.28) $b_{\text{щ}} = 1,6 \div 2,5$ см; $j_{\text{щ}} = 10 \div 15$ А/см² — плотность тока под щеткой в часовом режиме; 15 мм — припуск на рабочую длину коллектора, компенсирующий разбег якоря, перемычки между щетками по длине и учитывающий наличие фасок на концах коллекторных пластин.

Длина петушков коллектора $b_{\text{пт}}$ определяется по допустимой плотности тока в месте пайки петушка с катушкой якоря. Обычно плотность тока при пайке оловом не допускается более 20—25 А/см². Предварительно можно принять $b_{\text{пт}} = 20$ мм. Ширина пылевой канавки $l_{\text{кан}} = 8 \div 10$ мм.

Длину вылета изоляционной манжеты l_m определяют в зависимости от напряжения на изоляции (см. с. 202).

Ширина борта конуса $\Delta_c = 5 \div 7$ мм.

Если машина самовентилируемая, то необходимо предусмотреть по длине место для вентилятора, мм,

$$\Delta b \approx 0,15 D_a + 20. \quad (\text{V.29})$$

При независимой вентиляции $\Delta b = 0$.

Длина сердечника якоря

$$l_a = L_a - (H_0 + H_2 + l_k + l_m + \Delta_c + \Delta b). \quad (\text{V.30})$$

Обычно для двигателей с двусторонней передачей $l_a \leq 450$ мм; для двигателей с внешней карданной муфтой $l_a \leq 300 \div 315$ мм.

Окончательно все размеры якоря уточняют подробным геометрическим и электромагнитным расчетами.

Глава 18. РАСЧЕТ АКТИВНОГО СЛОЯ ЯКОРЯ

§ 18.1. Выбор вида обмотки

Активный слой якоря является главной частью машины, от выбора параметров которой зависит экономичность и надежность работы тягового двигателя. Обычно активный слой является наиболее напряженным «узким» местом, сдерживающим рост мощности двигателя, поэтому необходимо правильно выбрать вид обмотки, значения плотности тока в проводниках и магнитной индукции в зубцах сердечника якоря.

При выборе вида обмотки требуется обеспечить коммутационную стойкость машины, оптимальную загрузку активного слоя по току и

магнитному потоку, минимальный расход материалов и технологичность изготовления машины.

Область применения того или иного вида обмотки определяется номинальным током машины, определяемым из выражения (V.3):

$$I_{a \text{ ном}} = P_{\text{ном}} \cdot 10^3 / (U_{\text{н}}). \quad (\text{V.31})$$

Согласно ГОСТ 2582—81 номинальными режимами являются часовая и продолжительная. Им соответствуют часовая и продолжительная мощности $P_{\text{ч}}$, P_{∞} и токи $I_{a \text{ ч}}$, $I_{a \infty}$. Часовой и продолжительный токи связаны зависимостью, полученной из опыта [3],

$$I_{a \infty} = K_{\text{в}} I_{a \text{ ч}}. \quad (\text{V.32})$$

В выражении (V.32) $K_{\text{в}}$ — коэффициент вентиляции, указывающий на степень интенсивности охлаждения тяговых двигателей и зависящий от уровня напряжения на изоляции:

$U_{\text{из}}, \text{В}$	3000	950	750
$K_{\text{в}}$	0,89—0,9	0,93	0,955

Как видим, токи $I_{a \infty}$ и $I_{a \text{ ч}}$ незначительно отличаются друг от друга. Выбор вида обмотки правильнее вести по продолжительному току.

При одинаковом токе $I_{a \text{ ном}}$ петлевая и волновая обмотки имеют различный ток параллельной ветви i_a . Для волновой обмотки $i_a = I_{a \text{ ном}}/2$, для петлевой $i_a = I_{a \text{ ном}}/(2a)$ (здесь $2a = 2p$). Таким образом, при волновой обмотке ток параллельной ветви будет в p раз больше, чем при петлевой. Это обычно и определяет сферу применения обмоток. Так, применение волновой обмотки возможно до определенной мощности машины из-за недопустимого по коммутации возрастания тока параллельной ветви (выше 175—200 А). При напряжении на зажимах 1500 В и $2p = 4$ мощность двигателя при простой волновой обмотке не может быть выше 450—500 кВт [56].

Двигатели электропоездов мощностью 200—250 кВт часто выполняются с простой волновой обмоткой.

При простой петлевой обмотке ток параллельной ветви может быть ограничен увеличением числа пар полюсов $2p$, поэтому двигатели с такой обмоткой могут выполняться на большую мощность, чем с волновой. Рост мощности ограничивают и потенциальные условия на коллекторе, которые при неизменном напряжении с увеличением $2p$ ухудшаются. При увеличении $2p$ для улучшения потенциальных условий целесообразно уменьшать напряжение на коллекторе лишь до 750 В, так как при дальнейшем уменьшении напряжения резко растут потери энергии в электрооборудовании локомотива из-за возрастания тока.

Поэтому обычно наибольшее возможное число полюсов $2p = 8$. При этом мощность двигателя может достигать 1100—1300 кВт.

§ 18.2. Определение числа пазов и параметров обмотки якоря

Число пазов во многом определяет как коммутацию, так и превышение температуры обмотки якоря. Намеченные в § 17.4 число коллекторных пластин K , диаметры коллектора $D_{\text{к}}$ и якоря $D_{\text{а}}$ должны быть базой при выборе числа пазов и могут быть еще раз уточнены в процессе этого выбора.

Число коллекторных пластин позволяет установить число пазов, если предварительно выбрать число коллекторных пластин на паз $u_{\text{к}}$.

С точки зрения улучшения теплоотдачи, коммутации и улучшения полезного использования активного слоя якоря целесообразно выбирать меньшее число $u_{\text{к}}$. При выбранном числе коллекторных пластин K меньшее $u_{\text{к}}$ приводит к большему числу пазов якоря Z . Теплопередача от меди к стали при этом улучшается благодаря большей теплоотдающей поверхности соприкосновения катушек якоря со сталью сердечника якоря. Меньшее число проводников в пазу уменьшает взаимондуктивность секций, что приводит к улучшению коммутации. Кроме того, меньшее $u_{\text{к}}$ приводит к уменьшению ширины зоны коммутации $b_{\text{зк}}$ и, как следствие, к возможности увеличения коэффициента полюсного перекрытия $\alpha_{\text{д}}$.

Однако необходимо отметить, что большее число пазов якоря приводит к увеличению расхода корпусной изоляции, ухудшающего полезное использование активного слоя якоря. При большом Z увеличиваются вылеты лобовых частей, возрастает трудоемкость изготовления якоря.

Меньшее число пазов якоря обычно выбирают для двигателей, проектируемых на высокое напряжение, так как в этом случае большее число пазов привело бы к значительному ухудшению использования активного слоя якоря из-за роста толщины корпусной изоляции.

При выборе числа пазов по условиям нагревания обмотки необходимо придерживаться соотношения

$$i_{\text{а}} N_z \leq 1200 \div 1400 \text{ А}, \quad (\text{V.33})$$

где N_z — число активных проводников в пазу; при $w_{\text{к}} = 1$ $N_z = 2u_{\text{к}}$.

Из опыта проектирования тяговых двигателей рекомендуется принимать следующие значения $u_{\text{к}}$ в зависимости от напряжения на выводах двигателя:

$U, \text{В}$	500—800	800—1200	1200—1500
$u_{\text{к}}$	3	3; 4	5; 6; 7

После выбора $u_{\text{к}}$ определяют число пазов (зубцов) якоря:

$$Z = K/u_{\text{к}}. \quad (\text{V.34})$$

Обычно число пазов на полюс

$$Z/(2p) = 12 \div 22. \quad (\text{V.35})$$

Шаг по пазам якоря на основе опыта проектирования

$$t_1 = \pi D_{\text{а}}/Z = 18 \div 30 \text{ мм}. \quad (\text{V.36})$$

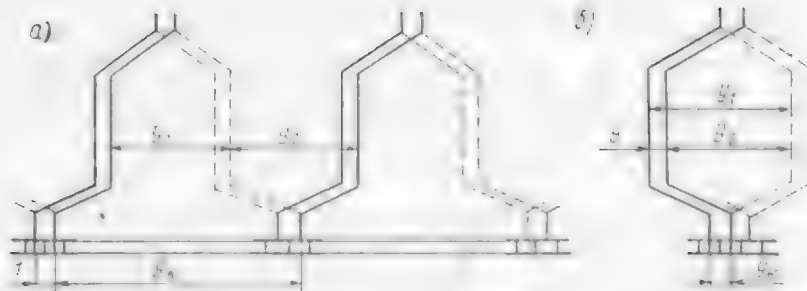


Рис. V.5. Схемы простой волновой (а) и простой петлевой (б) обмоток: y_1 и y_2 — первый и второй шаги обмотки; y — суммарный шаг обмотки; y_K — шаг по коллектору

Намеченное число пазов Z , число коллекторных пластин K и число полюсов $2p$ необходимо проверить на соблюдение условий симметрии обмоток:

$$\left. \begin{aligned} 2p/a &= \text{ЦЧ}; \\ Z/a &= \text{ЦЧ}; \\ K/a &= \text{ЦЧ}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{V.37})$$

В выражениях (V.37) ЦЧ — целое число.

Затем при расчете параметров обмотки якоря намеченное число пазов уточняют следующим образом. Шаги обмоток измеряют в элементарных или реальных пазах.

Элементарным пазом называют условный паз с двумя активными сторонами секций. К коллекторной пластине присоединяют две активные стороны, поэтому число коллекторных пластин равно числу элементарных пазов.

У волновой обмотки (рис. V.5, а) проводники, смещенные на одно полюсное деление, соединены последовательно. При простой волновой обмотке проводники после обхода всего периметра якоря смещаются на одно коллекторное деление или на один элементарный паз, т. е. $py_K + 1 = K$, откуда

$$y_K = (K - 1)/p = (Zu_K - 1)/p. \quad (\text{V.38})$$

В выражении (V.38)

$$K = Zu_K. \quad (\text{V.39})$$

Шаг по коллектору y_K равен суммарному шагу по элементарным пазам, т. е. $y_K = y$.

Для улучшения коммутации обмотки обычно выполняют укороченными.

С учетом выбранного укорочения ϵ_n первый шаг, выраженный в реальных пазах,

$$y_{z1} = Z/(2p) - \epsilon_n; \quad (\text{V.40})$$

в коллекторных делениях

$$y_1 = y_{z1} u_K = K/(2p) - \epsilon_n, \quad (\text{V.41})$$

где $\epsilon_n = \epsilon_n u_K$.

Шаг по коллектору y_K для простой волновой обмотки в реальных пазах получится, если обе части уравнения (V.38) разделить на u_K , тогда

$$\frac{y_K}{u_K} = \frac{K/u_K - 1/u_K}{p} = \frac{Z - 1/u_K}{p}. \quad (\text{V.42})$$

Второй шаг для простой волновой обмотки в реальных пазах

$$y_{z2} = y_{z1} - y_{z1} = y_K/u_K - y_{z1}; \quad (\text{V.43})$$

в коллекторных делениях

$$y_2 = y_K - y_1. \quad (\text{V.44})$$

Из уравнения (V.38) следует, что не при всех значениях Z , u_K и p волновую обмотку можно выполнить симметричной, имеющей $y_K = \text{ЦЧ}$. Так, при p , равном четному числу, необходимо выбирать Z и u_K нечетными. При $2p = 4$ значения Z и u_K необходимо выбрать равными нечетным числам.

При нечетном Z , $2p = 4$ и $y_{z1} = \text{ЦЧ}$ всегда будет укорочение обмотки в реальных пазах $\epsilon_n = Z/(2p) - y_{z1} = 1/4$ или $3/4$. Обычно же применяют $\epsilon_n = 3/4$.

Если $y_K \neq \text{ЦЧ}$, то необходимо уменьшить число коллекторных пластин K на единицу и сделать одну секцию «мертвой».

Простую петлевую обмотку (рис. V.5, б) также делают укороченной для улучшения коммутации. Запишем уравнения для шагов простой петлевой обмотки.

Суммарный шаг обмотки, или шаг по коллектору в коллекторных делениях, $y_K = y = 1$. Первый шаг определяется теми же формулами (V.40), (V.41), что и для волновой обмотки. Второй шаг в коллекторных делениях

$$y_2 = y_1 - 1; \quad (\text{V.45})$$

в реальных пазах

$$y_{z2} = y_1/u_K - 1/u_K = y_{z1} - 1/u_K. \quad (\text{V.46})$$

Из уравнения (V.40) следует, что для выполнения петлевой укороченной обмотки необходимо, чтобы Z/p было нечетным числом, так как при этом $\frac{Z}{2p} = \frac{Z/p}{2} = \text{ЦЧ} + \frac{1}{2} = y_{z1} + \epsilon_n$.

Если $y_{z1} = \text{ЦЧ}$, то укорочение

$$\epsilon_n = 1/2.$$

Установив таким образом число пазов, необходимо определить размеры пазов.

§ 18.3. Выбор формы и размеров паза

Для тяговых двигателей применяют открытые пазы с вырезами для крепления обмотки клиньями. Используемое ранее крепление обмотки якоря в активной части бандажом заменено более надежным креплением клиньями из текстолита или стеклопластика. Стеклобандажом закрепляют лишь лобовые части обмотки якоря. Вырезы под клин в пазу увеличивают магнитное сопротивление основному магнитному потоку машины, что необходимо учитывать при их расчете (см. рис. 1.12, б).

Открытые пазы облегчают укладку обмотки в них, имеют меньшую индуктивность паза по сравнению с закрытыми пазами, а поэтому обеспечивают лучшую коммутацию из-за снижения реактивной э. д. с.

К недостаткам открытых пазов можно отнести увеличенный коэффициент зубчатости зазора K_δ и увеличенные потери в стали сердечника главного полюса от пульсаций индукции в зазоре, вызванных зубчатостью якоря.

Выбору рациональных размеров паза исходя из различных критериев посвящено много работ (см. главу 13). Наиболее глубоко вопрос исследован А. Л. Курочкой [33]. По предложенным им формулам и значениям коэффициентов активности f_a и пазности $f_{\text{п}}$ выбранного диаметра якоря D_a и числа пазов Z можно получить диапазон рациональных значений размеров паза (см. с. 137).

Выборанные из этого диапазона размеры паза $h_{\text{п}} \times b_{\text{п}}$ необходимо проверить на возможность размещения их на сердечнике якоря.

По технологическим соображениям для обеспечения достаточной стойкости штампов ширина паза должна удовлетворять ограничению

$$b_{\text{п}} \geq 7 \div 8 \text{ мм.} \quad (\text{V.47})$$

а ширина зубца у основания должна быть

$$b_{22} \geq 7 \div 8 \text{ мм.} \quad (\text{V.48})$$

Из опыта создания тяговых двигателей обычно

$$h_{\text{п}}/b_{\text{п}} \approx 3 \div 6. \quad (\text{V.49})$$

Предварительная наметка размеров паза выполняется с учетом следующего. Рассчитанное ранее число пазов Z_1 позволяет определить пазовое деление $t_1 = \pi D_a / Z_1$. Можно принять предварительную ширину паза $b_{\text{п}} = (0,4 \div 0,45) t_1$, и по эскизу (рис. V.6) наметить



Рис. V.6. Конфигурация паза якоря

глубину паза $h_{\text{п}}$ так, чтобы на $1/2$ высоты его ширина b_{2c} примерно равнялась бы ширине паза $b_{\text{п}}$.

Такая конфигурация зубцового слоя позволяет получить индукции в нижнем сечении зуба, не превышающие допустимых значений.

Выбранные размеры паза в дальнейшем уточняются при заполнении его проводниками с изоляцией.

§ 18.4. Заполнение паза и выбор сечения проводников обмотки якоря

После того как определены число коллекторных пластин на паз n_k , размеры паза $h_{\text{п}} \times b_{\text{п}}$, схема обмотки и напряжение на изоляции, можно выполнить расчет заполнения паза проводниками и изоляцией. Зазоры между катушкой якоря и зубцом необходимы, чтобы обмотка укладывалась легко. Однако зазоры не должны быть слишком большими, чтобы не ухудшалась теплоотдача от меди обмотки к стали сердечника якоря.

Для обмотки якорей тяговых двигателей применяют проводники только прямоугольного сечения. При этом обеспечивается лучшее заполнение паза медью. Проводники в пазу могут быть расположены различным способом.

Вертикальное расположение проводников 1 (рис. V.7, а) в пазу 2 позволяет наиболее просто выполнить соединение их с коллектором, особенно в том случае, если ширина проводника соответствует ширине щели в пластине коллектора. Однако большая высота проводников при вертикальном расположении приводит к возникновению довольно значительных вихревых токов в них от поперечной составляющей главного поля в пазах и от потока рассеяния паза в процессе коммутации. Высота проводников не должна быть критической, т. е. такой, выше которой увеличение ее не приводит к снижению потерь в пазовой части обмотки якоря.

Вихревые токи, с одной стороны, увеличивают потери в обмотке, но с другой стороны, улучшают коммутацию, демпфируя поток рассеяния короткозамкнутых секций.

Для уменьшения добавочных потерь проводники делят по высоте на две, а иногда на три части, изолируя их друг от друга. Так как эти потери зависят от частоты перемагничивания $f = pn/60$, то рекомендуется [9] принимать высоту проводника не более следующих значений:

f , Гц	100—150	75	50	25	20	15
Высота проводника, мм	5,9	6,4	6,9—7,4	9,3	10,8	11,6

Снизить добавочные потери в обмотке якоря, как указывалось в разделе III, можно при горизонтальном расположении проводников 1 (рис. V.7, б). В этом случае узкая сторона проводника располагается по высоте паза 2 и обеспечивается лучший отвод тепла к стенкам паза. Коэффициент заполнения паза медью при горизонтальном расположении проводников выше, чем при вертикальном, поэтому в последние годы горизонтальное расположение проводников наиболее часто применяют.

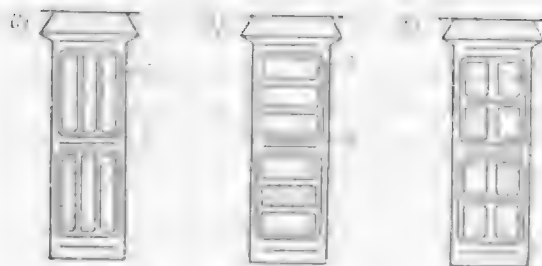


Рис. V.7. Схемы расположения проводников в пазу

Кроме отмеченных достоинств, горизонтальному расположению проводников присущи и некоторые недостатки. Так, проводник при соединении с коллектором необходимо переключивать на 90° или развальцовывать, чтобы ширина провода соответствовала ширине шлица петишки коллектора. Различное положение проводников по высоте паза при горизонтальном расположении приводит к различным значениям реактивных э. д. с. в них, что усложняет настройку коммутации двигателя.

Горизонтально-вертикальное расположение проводников 1 (рис. V.7, в) иногда позволяет избежать переключивания проводников при входе в коллектор и уменьшить разницу между реактивными э. д. с. секций паза 2. При этом целесообразно между нижним и верхним слоями проводников одной стороны катушки установить дополнительные изоляционные прокладки из-за повышения напряжения между проводниками. Дать рекомендации по применению того или иного расположения проводников трудно, но можно отметить, что горизонтальное расположение проводников выполняют чаще при $u_k = 3 \div 4$, вертикальное — при $u_k = 5 \div 7$ и горизонтально-вертикальное — при $u_k = 4$.

Для тяговых двигателей электропоездов, где сечение проводника сравнительно невелико и проводник можно выполнить не разделенным по высоте, используют вертикальное расположение проводников в пазу. При значительных сечениях проводников у электровозных тяговых двигателей вертикальное расположение потребует разделения их по высоте или использования транспозиции, что существенно увеличит трудоемкость изготовления обмотки. Все перечисленные обстоятельства и учитывают при выборе вида укладки проводников обмотки якоря.

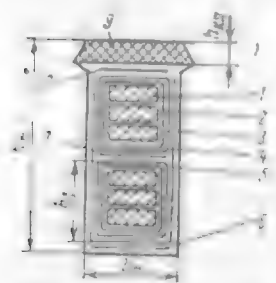


Рис. V.8. Изоляция паза якоря

Для расчета заполнения паза необходимо знать толщину и расположение изоляции в пазу. Изоляция паза якоря делится на витковую, корпусную и покровную.

Витковую изоляцию 2 (рис. V.8) накладывают на каждый элементарный проводник 1. Если используют ленту, то обычно накладывают один слой в половину ее ширины. Витковая изоляция класса нагревостойкости F

состоит из одного слоя в половину ширины стеклослюдинитовой ленты толщиной 0,08—0,11 мм.

В последние годы наиболее широко применяют предварительно изолированные обмоточные провода, выпускаемые кабельной промышленностью, которые не требуют наложения дополнительной витковой изоляции, что существенно снижает трудоемкость изготовления обмотки.

Корпусную изоляцию 3 накладывают в половину ширины ленты, в несколько слоев. Число слоев обычно постоянно для различных видов изоляции и может быть определено в зависимости от напряжения на изоляции $U_{из}$:

$U_{из}, В$	до 750	1000	1500	3000
Число слоев	3	4	5	6

При использовании современной полиимидной изоляции обеспечивается лучшее заполнение паза медью (до 60—70 %), улучшается теплоотдача, допускаются большие превышения температуры. Это позволяет получить при тех же габаритных размерах двигателя на 15—20% большую его мощность.

Покровная изоляция 4 предохраняет корпусную от механических повреждений. Ее всегда выполняют из стеклослюдинитовой ленты толщиной 0,1 мм, одним слоем в половину ширины ленты или встык.

Для предохранения катушки от механических повреждений при укладке ее в паз иногда в пазу устанавливают изоляционную гильзу 5 из стеклопласта толщиной 0,1—0,15 мм.

По высоте паза на дне, между сторонами катушек и под клин 9 устанавливают изоляционные прокладки 6, 7, 8 из стеклопласта толщиной 0,5 мм. Под клином должно быть не менее двух прокладок для удобства забивки клиньев в паз.

Клин по высоте паза занимает 4—5 мм. При бандажном креплении под бандаж отводится 3—5 мм по высоте паза.

Зазор на укладку по ширине паза обычно выполняют не менее 0,2—0,3 мм, по высоте паза зазор можно не делать или принимать его таким же, как и по ширине. Необходимо также учитывать, что листы сердечника якоря при сборке несколько смещаются друг относительно друга, поэтому по ширине паз становится меньше. Различают ширину паза в штампе и ширину паза в свету, которая меньше первой на 0,15—0,2 мм.

Решив вопрос о расположении проводников в пазу и зная толщину их изоляции, можно определить размеры обмоточного провода. Прежде всего находят площадь сечения провода обмотки якоря, $мм^2$,

$$A_{\text{об}} = A_{\text{я}} / A_{\text{я}}$$

Плотность тока j_a , $А/мм^2$, находится по допустимому значению теплового фактора и выбранной ранее линейной нагрузке A :

$$j_a = A / A_{\text{я}}$$

Из имеющегося набора стандартных размеров провода (ГОСТ 434—78) выбирают такие размеры, чтобы обеспечивалось хорошее заполнение предварительно намеченного паза с учетом изоляции.

Таблица V.1. Заполнение паза якоря тягового двигателя электровоза

Наименование	Материал	Размер, мм	Число слоев	Общая толщина, мм
Проводник	Медь МГМ	5,5/4,1	1/6	5,5/24,6
Витковая изоляция	Провод ПЭТВЛСД	0,165/0,175	2/12	0,33/2,1
Корпусная изоляция	Стеклолюдиновая лента	0,08/0,08	16/32	1,28/2,56
	Фторопластовая лента	0,025/0,025	4/8	0,1/0,2
Покровная изоляция	Стеклолента	0,1/0,1	2/4	0,2/0,4
Зазор на укладку	—	0,24/0,14	—	0,24/0,14
Прокладки под клин	Стеклопласт	—/0,5	—/2,0	—/1,0
Клин	Стеклопласт	—/4,0	—/1,0	—/4,0
Расшировка	—	0,15/—	—	0,15/—

Итого $b_n/h_n = 7,8/35$

Примечание. В числителе — по ширине паза, в знаменателе — по высоте паза.

Окончательный выбор размеров провода и изоляции приводит к некоторой корректировке размеров паза.

Для примера в табл. V.1 приведены данные по заполнению паза якоря тягового двигателя электровоза при напряжении изоляции $U_{из} = 1000$ В, числе коллекторных пластин на паз $u_k = 3$, горизонтальном расположении проводников, изоляции класса F.

§ 18.5. Корректировка длины сердечника, расчет массы и сопротивления обмотки якоря. Выбор уравнивающих соединений

Корректировка длины сердечника, расчет массы и сопротивления обмотки якоря. После расчета размеров паза следует проверить индукцию в зубце $B_{z1/3}$ на высоте $1/3$ от основания и откорректировать размеры паза, если индукция окажется выше допустимой. Можно сохранить размеры паза без изменения и получить снижение индукции $B_{z1/3}$ при некотором удлинении сердечника якоря.

Индукция в зубцах сердечника якоря на высоте $1/3$ от основания не должна превышать 2,2—2,3 Тл для двигателей электровозов и 1,5—1,9 Тл — для двигателей электропоездов.

Поскольку за расчетный режим работы двигателей электропоездов принимается режим ослабленного возбуждения ($\beta = 0,5$), то значения $B_{z1/3}$ должны быть существенно меньшими, чем для тяговых двигателей электровозов, иначе при полном возбуждении зубцовая зона будет сильно насыщена.

При более высоких значениях индукции в зубцах резко возрастает необходимая м. д. с. для проведения магнитного потока и растет тре-

буемое число витков главного полюса. Также увеличиваются потери в стали зубцов и в меди обмотки якоря, приводящие к недопустимому нагреву обмотки и снижению к. п. д. двигателя.

Для выбранных значений индукции в зубцах якоря $B_{z1/3}$, размеров паза b_n , h_n , числа зубцов Z , числа полюсов $2p$ и коэффициента полюсного перекрытия α_d длина сердечника якоря, м,

$$l_a = 2p\Phi / (B_{z1/3} b_{z1/3} Z \alpha_d K_{ca}), \quad (V.50)$$

где Φ — магнитный поток, Вб;
 $b_{z1/3}$ — ширина зубца сердечника якоря на высоте $1/3$ от основания, м;
 K_{ca} — коэффициент заполнения сердечника якоря сталью (обычно $K_{ca} = 0,94$ при лаковой пленке толщиной 0,024—0,028 мм; $K_{ca} = 0,97$ при толщине изоляционного покрытия 0,01 мм на две стороны).

Ширина зубца сердечника якоря на высоте $1/3$ от основания

$$b_{z1/3} = t_{1/3} - h_n = \frac{\pi(D_a - 4h_n/3)}{Z} - h_n, \quad (V.51)$$

где $t_{1/3}$ — зубцовый шаг по диаметру якоря, равному $(D_a - \frac{4}{3} h_n)$.

Магнитный поток, Вб,

$$\Phi = E \cdot 60a / (pNn_{ном}), \quad (V.52)$$

где $E \approx 0,96U_{ном}$.

Полученная по формуле (V.50) длина l_a не должна быть больше рекомендуемых по условиям вписывания в габариты локомотива значений (см. с. 199). Если длина l_a получилась больше, необходимо для выполнения этой рекомендации вновь пересмотреть размеры паза, диаметр якоря и др.

Выбранные значения основных размеров активного слоя якоря l_a , D_a , Z , h_n , b_n , K , u_k , b_m , h_m позволяют выполнить геометрический расчет катушки якоря. Этот расчет имеет важное значение, так как определяет возможность вписывания двигателя по длине, является основой для расчета превышения температуры обмотки якоря, сопротивления обмотки якоря, к. п. д. двигателя и др. Для предварительных расчетов применяют приближенные методы, при проведении окончательного проверочного расчета двигателя выполняют точный геометрический расчет катушки.

Здесь мы рассмотрим упрощенный геометрический расчет, а в примере проверочного расчета (см. главу 27) будет дан точный геометрический расчет катушки якоря.

Передний и задний вылеты лобовых частей рассчитывают по формулам (V.25). Длину прямолинейного участка $l_{л.}$ (рис. V.9) определяют по данным, приведенным на с. 202.

Прямолинейный участок концов проводников G при подходе к коллектору, как уже отмечалось, равен 15—20 мм, если нет перегибывания проводников. Если же проводники поворачивают на 90° и расплющивают, то размер участка равен 30—40 мм.

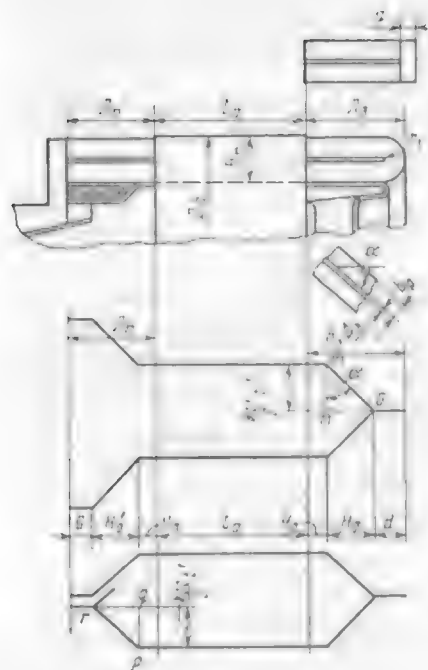


Рис. V.9. К расчету осевых размеров катушки якоря

где y_{21} , y_{21} — соответственно второй и первый шаги обмотки по пазам, определяемые по формулам (V.40), (V.43), (V.46);
 l' — шаг по пазам, определяемый на наименьшем диаметре укладки обмотки;
 α — угол наклона участков катушки.

Для предварительных расчетов можно принять

$$l' = \pi (D_n - 2h_n) / Z. \quad (V.57)$$

Угол α зависит от зазора Δ_n между катушками в лобовой части. Чем меньше зазор, тем меньше угол α и вылеты лобовых частей. В наиболее тесном месте зазор должен быть не менее 0,03 мм.

Угол α определяется в соответствии с рис. V.9 из выражения

$$\sin \alpha = (b_p + \Delta_n) / l', \quad (V.58)$$

где b_p — ширина катушки в пазовой части.

Длины наклонных частей лобовых соединений: заднего $S = mo$ и переднего $S' = pr$:

$$S = \frac{y_{21}}{2} l' / \cos \alpha; \quad (V.59)$$

$$S' = \frac{y_{21}}{2} l' / \cos \alpha. \quad (V.60)$$

Размер головки неразрезной катушки

$$d = c + r_1 + h_1. \quad (V.53)$$

где c — прямолинейный участок у головки катушки; для неразрезных катушек $c = 2 \div 5$ мм, для разрезных $c = 12$ мм;
 r_1 — внутренний радиус изгиба головки; для неразрезных катушек $r_1 = 5$ мм;
 h_1 — высота катушки (см. рис. V.8).

Для разрезной катушки

$$d = c + i_a (2h_1 / j_r). \quad (V.54)$$

где $j_r = 0,25$ А/мм² — плотность тока в соединении скоба—проводник обмотки.

Вылеты передней и задней косых частей из рассмотрения $\triangle pqr$ и $\triangle mno$ (см. рис. V.9) соответственно:

$$H'_0 = (y_{21} l' \lg \alpha) / 2; \quad (V.55)$$

$$H_0 = (y_{21} l' \lg \alpha) / 2. \quad (V.56)$$

Средняя длина полувитка проводника обмотки якоря, мм,

$$l_{срa} = l_a + 2H_n + S + S' + G + d. \quad (V.61)$$

Общая длина проводников в обмотке якоря, м,

$$\Sigma l_{срa} = N l_{срa} \cdot 10^{-3}. \quad (V.62)$$

Масса меди обмотки якоря, кг,

$$m_a = 8,9 \Sigma l_{срa} q_a \cdot 10^{-3}. \quad (V.63)$$

Сопротивление обмотки якоря при 20 °С, Ом,

$$r_{a20} = \Sigma l_{срa} / [57 q_a (2a)^2]. \quad (V.64)$$

где $1/57$ — удельное сопротивление меди при 20 °С.

Выбор уравнильных соединений. Уравнильные токи возникают в простых петлевых обмотках вследствие геометрической, магнитной и электрической асимметрий, вызванных неточностью сборки, изготовления, неоднородностью применяемых материалов и др. Уравнильные токи, замыкаясь через щетки и обмотку, ухудшают коммутацию и дополнительно нагревают машину. Для того чтобы уравнильные токи замыкались, минуя щетки, при петлевой обмотке устанавливают уравнители первого рода, соединяющие точки равного потенциала. Для волновой обмотки, замыкающейся последовательно под всеми полюсами, уравнители первого рода не требуются.

Шаг уравнильных соединений в коллекторных делениях

$$y_{ур} = K / p. \quad (V.65)$$

Площадь сечения уравнивателя пропорциональна площади сечения проводника обмотки якоря

$$q_{ур} = (0,15 \div 0,2) q_a u_k / u_y. \quad (V.66)$$

где u_y — число уравнивателей на паз.

Обычно принимают $q_{ур} = 0,3 \div 0,35 q_a$. Наибольшее число уравнивателей возможно при $u_k = u_y$.

Необходимо стремиться к большему числу уравнивателей, так как при возрастании числа уравнивателей улучшается коммутация машины [57]. Однако число уравнивателей обычно ограничивается трудностью их размещения в пространстве под обмоткой якоря со стороны коллектора. В большинстве случаев удастся выполнить машины с $u_y = 2$ или 3.

Глава 19. РАСЧЕТ КОЛЛЕКТОРНО-ЩЕТОЧНОГО УЗЛА

§ 19.1. Выбор марки, числа и размеров щеток

Марку щетки для машины выбирают исходя из предполагаемых условий ее работы, к показателям которых в первую очередь относятся окружная скорость коллектора, плотность тока в щетке в продолжительном режиме, условия коммутации и температура коллектора. Для тяговых двигателей, имеющих затрудненные условия коммутации, в соответствии с ГОСТ 2332—75 подходят электрографитированные щетки.

В последние годы наиболее широко применяют щетки ЭГ-61 и ЭГ-61А, которые допускают окружную скорость коллектора до 60 м/с и кратковременно (не более 10 с) при боксовании — до 80 м/с. Плотность тока в продолжительном режиме в щетке ЭГ-61 допускается до 13 А/см², в щетке ЭГ-61А — до 17 А/см², причем допускается кратковременная (до 15 мин) перегрузка до 1,8-часового тока.

Давление на щетку должно быть $24 \cdot 10^3 \div 34 \cdot 10^3$ Па (250—350 Гс/см²) при равном подвешивании тягового двигателя и $34 \cdot 10^3 \div 49 \cdot 10^3$ Па (350÷500 Гс/см²) при опорно-осевом подвешивании. Температура коллектора не должна превышать допустимых значений (см. с. 68).

Чем выше переходное падение напряжения между щеткой и коллектором, тем устойчивее коммутация. Переходное падение напряжения у электрографитированных щеток равно 2—2,7 В. Щетки должны обеспечивать малые потери, иметь высокую механическую прочность при работе в условиях постоянной тряски и вибраций и не вызывать повышенного износа коллектора.

Максимально допустимые значения плотности тока в щетках позволяют принять их наименьшие размеры.

Наиболее важно правильно выбрать ширину щетки $b_{щ}$. Уменьшение ширины щетки приводит к уменьшению ширины зоны коммутации, а значит, к возможности лучшего использования активного слоя машины благодаря расширению зоны действия потока главного полюса.

Имеется оптимальная ширина зоны коммутации, определяемая оптимальной величиной γ — числом коллекторных делений l_k , перекрываемых щеткой.

Обычно для тяговых двигателей $\gamma = 2,5 \div 6$. Наиболее часто принимают $\gamma = 4 \div 5$. Следовательно, ширина щетки

$$b_{щ} = \gamma l_k. \quad (V.67)$$

Для тяговых двигателей

$$b_{щ} = 16 \div 25 \text{ мм}. \quad (V.68)$$

Для улучшения контакта щетки с поверхностью коллектора и увеличения сопротивления токам короткозамкнутых секций щетки делят по ширине на две, а иногда на три части. Требуемая площадь сечения щеток (площадь прилегания щеток к коллектору) одного щеткодержателя, см²,

$$S_{щ} = I_{аном} / \left(i_{щ} \frac{q}{2} \right), \quad (V.69)$$

где $i_{щ}$ — плотность тока в щетке, А/см²;
 q — число щеткодержателей: $q = 2p$.

Общая длина щетки одного щеткодержателя, см,

$$L_{щ} = S_{щ} / b_{щ}. \quad (V.70)$$

Для уменьшения инерционности щеток, их чувствительности к вибрациям машины и неравномерностям коллектора щетки стремятся делать малой массы, поэтому их делят по длине на $n_{щ}$ щеток. Обычно $n_{щ} = 2$ или 3.

Длина разделенной щетки

$$l_{щ} = L_{щ} / n_{щ}. \quad (V.71)$$

Выбранные размеры щеток $b_{щ}$ и $l_{щ}$ необходимо округлить до стандартных значений:

$b_{щ}$, мм	8	10	12,5	16	20	25	32
$l_{щ}$, мм	16; 20; 25; 32	20; 25; 32; 40	20; 25; 32; 40; 50	25; 32; 40; 50	25; 32; 40; 50	32; 40; 50	40; 50

Наиболее часто для тяговых двигателей применяют размеры $b_{щ} = 16; 20; 25$ мм или для разделенных по ширине на две $b_{щ} = 2 \cdot 8; 2 \cdot 10; 2 \cdot 12,5$ мм; $l_{щ} = 32; 40; 50$ мм.

После выбора размеров щеток $b_{щ} \times l_{щ}$ и числа $n_{щ}$ определяют окончательную плотность тока в щетке, А/см²,

$$i_{щ} = 2I_{аном} / (q n_{щ} l_{щ} b_{щ}). \quad (V.72)$$

Полученную плотность тока в щетке сравнивают с допустимой для щетки данной марки.

Длину щетки дополнительно проверяют по фактору искрения (см. § 4.1), который должен соответствовать искрению не выше $1 \frac{1}{4}$ — $1 \frac{1}{2}$ бадла.

§ 19.2. Расчет рабочей длины коллектора

Выбранные размеры щеток позволяют рассчитать рабочую длину коллектора (рис. V.10), мм,

$$L_k = n_{щ} l_{щ} + l_{щ} (n_{щ} - 1) + 2r + b_{рб}, \quad (V.73)$$

где $l_{щ}$ — толщина перемычки между отдельными щетками при выполнении «окна» для каждой щетки (обычно $l_{щ} = 3 \div 5$ мм);

r — радиус закругления краев рабочей поверхности коллектора (обычно $r = 2$ мм);

$b_{рб}$ — осевое перемещение (разбег) якоря и опорно-якорных подшипников (обычно $b_{рб} = 6 \div 12$ мм).

Ширину канавки $l_{кан}$ принимают равной 8—10 мм, а ширину петушка коллектора $b_{пт}$, обычно равную 18—20 мм, выбирают по допустимой плотности тока в контакте проводника якоря с петушком [2].

Плотность тока не должна быть больше $j_{пт} = 0,25$ А/мм².

Очевидно, что

$$j_{пт} = I_a / (2h_1 b_{пт}). \quad (V.74)$$

где I_a — ток в параллельной ветви обмотки якоря, А;

h_1 — полная высота проводника при отсутствии расплющивания, или высота расплющенной части проводника в петушке.

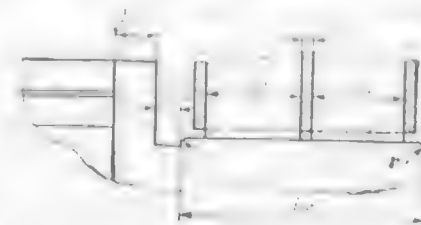


Рис. V.10. К расчету осевых размеров коллектора

Допустимость намеченной длины по нагреву коллектора в номинальном режиме можно оценить по эмпирической формуле [1] без учета механических потерь:

$$L_k \geq 0,7 I_{\text{ном}} \cdot 10^{-4} / D_k. \quad (V.75)$$

При работе двигателя с максимальной частотой вращения электрические потери в переходном контакте щеток уменьшаются из-за уменьшения тока нагрузки, а механические потери от трения щеток возрастают. Оценку надежности коллектора можно осуществлять по значению удельных механических поверхностных потерь от трения щеток о коллектор при испытательной (разгонной) частоте вращения. Удельные потери на коллекторе [58], Вт/м²,

$$p_{\text{куд}} = f_{\text{тр}} p_{\text{щуд}} v_{\text{н разг}} S_{\text{щ}} \{ (\pi D_k - K b_{\text{мин}}) L_k \}, \quad (V.76)$$

где $f_{\text{тр}}$ — коэффициент трения щеток о коллектор:

$$f_{\text{тр}} = 0,15 \div 0,17;$$

$p_{\text{щуд}}$ — среднее давление на щетку, Па (см. с. 216);

$v_{\text{н разг}}$ — окружная скорость коллектора в режиме испытательной (разгонной) частоты вращения ($v_{\text{н разг}} = 1,25 v_{\text{н max}}$ — при параллельном соединении двигателей; $v_{\text{н разг}} = 1,35 v_{\text{н max}}$ — при последовательном соединении);

$S_{\text{щ}}$ — полная площадь прилегания щеток к коллектору, м²;

$b_{\text{мин}}$ — толщина изоляции (миканита) между пластинами коллектора, м. [Размеры D_k и L_k в формулу (V.76) следует подставлять в метрах.]

Полная площадь прилегания щеток к коллектору, м²,

$$S_{\text{щ}} = q l_{\text{щ}} l_{\text{щ}} b_{\text{щ}}. \quad (V.77)$$

Из опыта изготовления и эксплуатации для надежной работы тяговых двигателей необходимо соблюдать условие

$$p_{\text{куд}} \leq (4 \div 5) 10^4 \text{ Вт/м}^2. \quad (V.78)$$

Если это условие не соблюдается, необходимо пересмотреть размеры коллектора и щеток, соответственно увеличив их длину.

Глава 20. РАСЧЕТ КОМПЕНСАЦИОННОЙ ОБМОТКИ

§ 20.1. Расчет м. д. с. и выбор числа пазов компенсационной обмотки

До 60-х годов отечественные тяговые двигатели электровозов выполнялись без компенсационной обмотки. Рост мощности тяговых двигателей привел к повышению их потенциальной и коммутационной напряженности и снижению надежности работы. Участились случаи перебросов и круговых огней по коллектору, затруднявшие использование электровозов на полную мощность.

Исследование условий образования круговых огней на коллекторе тяговых двигателей, выполненные А. С. Курбасовым [10], показали, что для снижения склонности тяговых двигателей к круговым огням

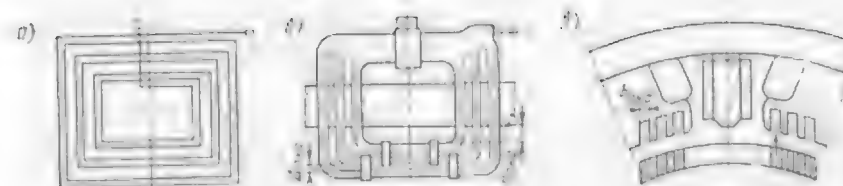


Рис. V.11. Схема (а), конструкция (б) компенсационной обмотки и ее размещение на сердечниках главных полюсов (в)

необходимо значительно снизить максимальное межсегментное напряжение, что у крупных машин возможно только при применении компенсационной обмотки. Однако были опасения, что компенсационная обмотка вызовет значительное усложнение и снижение ремонтпригодности тягового двигателя.

Для повышения надежности работы тяговых двигателей в начале 60-х годов инженерами М. А. Комаровским, В. В. Дубовым и Ю. В. Куприановым было предложено выполнять их с компенсационной обмоткой в виде отдельных катушек, укладываемых в открытые пазы сердечника главного полюса. Разработанные и изготовленные образцы двигателей НБ-412К с компенсационной обмоткой (на базе двигателя НБ-412М без компенсационной обмотки) и проведенные исследования [59] подтвердили целесообразность их создания. Эксплуатационные испытания электровозов ВЛ60 с этими двигателями подтвердили значительное повышение их надежности по сравнению с электровозами, оборудованными тяговыми двигателями без компенсационной обмотки. Поэтому последние два десятилетия электровозные тяговые двигатели выпускаются только с компенсационной обмоткой.

За рубежом тяговые двигатели выполняются преимущественно с компенсационной обмоткой, укладываемой в полузакрытые пазы, что затрудняет укладку обмотки в пазы и приводит к увеличению сварных или паяных соединений.

Предложенное исполнение обмотки в виде собранных отдельных катушек (рис. V.11, а и б) и укладка их в пазы с осевыми линиями и стенками, параллельными осям добавочных полюсов, упрощают и удешевляют изготовление и монтаж компенсационной обмотки (рис. V.11, в).

Однако выполнение открытых пазов в сердечнике главного полюса для компенсационной обмотки приводит к повышению потерь в стали якоря из-за значительных пульсаций магнитной индукции в зазоре. Для уменьшения этих пульсаций зазор под главным полюсом приходится выполнять при открытых пазах, в 1,3—1,5 раза большим, чем при полузакрытых, что ведет к росту м. д. с. и числа витков обмотки главных полюсов. В результате ухудшаются технико-экономические показатели машины.

Основное назначение компенсационной обмотки — компенсировать искажающее действие поля якоря на поле главных полюсов. Применение этой обмотки позволяет значительно (на 20—30%) снизить

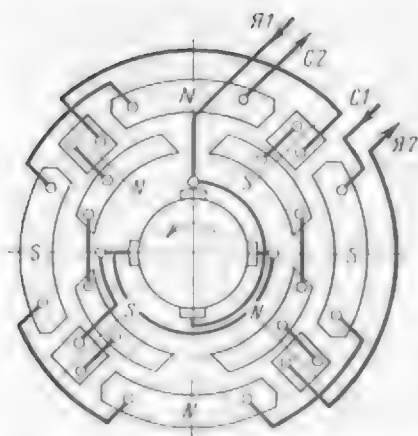


Рис. V.12. Схема соединения обмоток якоря, компенсационной, главных и добавочных полюсов четырехполюсного тягового двигателя

Однако необходимо иметь в виду, что применение компенсационной обмотки усложняет конструкцию двигателя, увеличивает на 15—20 % трудоемкость его изготовления и усложняет ремонт, поэтому применение компенсационной обмотки оправдано только для мощных, напряженных по потенциальным условиям на коллекторе и коммутации двигателей. Обычно компенсационную обмотку применяют при мощности тяговых двигателей $P_{ном} \geq 600 \div 700$ кВт. Окончательно целесообразность применения компенсационной обмотки устанавливают расчетом вариантов двигателя как с этой обмоткой, так и без нее.

Для обеспечения постоянства степени компенсации м. д. с. якоря компенсационную обмотку соединяют последовательно с обмоткой якоря. Последовательно с обмотками компенсационной и якоря соединяют и обмотку добавочных полюсов (рис. V.12).

Если ток машины $I_{аном} \geq 1300 \div 1500$ А, то компенсационную обмотку выполняют из нескольких параллельных ветвей. В тяговых двигателях ток не превышает этих значений и число параллельных ветвей компенсационной обмотки $a_{ко} = 1$. Поэтому ток в проводниках компенсационной обмотки равен току в обмотке якоря $I_{аном}$, А:

$$I_{ко} = I_{аном}/a_{ко} = I_{аном}. \quad (V.79)$$

Если выполнить компенсационную обмотку так, что ее линейная нагрузка $A_{ко}$ будет равна линейной нагрузке якоря A , т. е. $A_{ко} = A$, то действие поля якоря будет компенсировано полностью. Однако добиться этого не удастся из-за разного дискретного распределения обмоток в пазах якоря и полюса. Поэтому стремятся в пределах полюсной дуги обеспечить приблизительное равенство м. д. с. обмоток, т. е. чтобы $F_{ко} \approx F_{aq} \alpha_\delta$.

максимальные напряжения между пластинами коллектора во всех режимах работы двигателя.

При наличии компенсационной обмотки зазор под главным полюсом выбирается в 1,5—2 раза меньшим, чем без нее. Ограничением при этом служат не потенциальные условия на коллекторе, как в некомпенсированных машинах, а превышение температуры обмотки якоря и механические факторы (прогиб вала и др.). Малый зазор под главным полюсом, несмотря на введение дополнительной компенсационной обмотки, позволяет иметь двигатель с меньшей массой меди обмоток остова при сохранении или даже снижении массы всего двигателя по сравнению с некомпенсированным вариантом.

Степень компенсации м. д. с. якоря

$$v_{ко} = F_{ко}/(\alpha_\delta F_{aq} a_{ко}). \quad (V.80)$$

Для существующих тяговых двигателей $v_{ко} = 0,885 \div 1,13$, т. е. выдерживается рекомендация [60] $v_{ко} = 0,85 \div 1,15$. Однако для тяговых двигателей, работающих в тяжелых условиях эксплуатации, при глубоких ослаблениях возбуждения, а также в генераторных режимах необходимо при проектировании стремиться обеспечить $v_{ко} = 1$.

Окончательно допустимость выбранного значения $v_{ко}$ должна быть проверена по максимальным напряжениям между пластинами коллектора на набегающем и сбегающем краях щетки [61] и с учетом дискретности м. д. с. компенсационной обмотки при $\epsilon_n = 0,5$:

$$e_{max} = \frac{e_{ср}}{\alpha_\delta} \frac{\beta_{min} \omega_b \pm \alpha_T \omega'_a + \omega_{ко}}{\beta_{min} \omega_b} \left[1 + (K_{\delta ко} - 1) \left| \cos \left(\frac{t_1}{t_{ко}} \frac{\pi}{2} \right) \right| \right]. \quad (V.81)$$

где α_T — полюсное перекрытие по дуге между серединами крайних зубцов полюса; при $v_{ко} \leq 1$ допускается принимать $\alpha_T = \alpha_\delta$;

ω'_a — по формуле (V.133);

$\omega_{ко}$ — число витков компенсационной обмотки на полюс;

$K_{\delta ко}$ — коэффициент зубчатости сердечника главного полюса;

$t_{ко}$ — шаг по пазам компенсационной обмотки.

Число пазов в сердечнике главного полюса для компенсационной обмотки выбирают исходя из того, что суммарный ток паза по условиям допустимости превышения температуры обмотки должен быть

$$I_{Qко} \leq 1800 \div 2000 \text{ А}. \quad (V.82)$$

Для уменьшения вибраций двигателя от колебания магнитного потока в зазоре вследствие двойной зубчатости последнего шаг по пазам компенсационной обмотки должен отличаться от шага по пазам якоря не менее чем на 10 %, т. е. число пазов в главном полюсе

$$Z_{ко} \neq (0,9 \div 1,1) Z \alpha_\delta / (2p). \quad (V.83)$$

Увеличение числа пазов $Z_{ко}$ приводит к уменьшению $t_{ко}$ и $K_{\delta ко}$, а значит, к снижению e_{max} и улучшению потенциальных условий на коллекторе.

Однако при большом числе пазов растет трудоемкость изготовления компенсационной обмотки, увеличивается расход корпусной изоляции, ухудшается заполнение зубцового слоя компенсационной обмотки медью, поэтому обычно принимают $Z_{ко} = 6 \div 8$ при напряжении $U \leq 1000 \div 1100$ В, а при большем напряжении принимают $Z_{ко} = 8 \div 10$.

Чтобы сохранить одинаковые потенциальные условия на коллекторе как в двигательном, так и в генераторном режиме, при котором изменяется полярность главных полюсов, необходимо обеспечить одинаковые максимальные напряжения между пластинами коллектора как на набегающем, так и на сбегающем крае главного полюса. Обес-

печить это можно в том случае, если $\alpha_7 w_a' = w_{ko}$ или приближенно $\alpha_8 F_{aq} = F_{ko}$, т. е. когда

$$v_{ko} = F_{ko} / (\alpha_8 F_{aq}) = w_{ko} / (\alpha_8 w_a') = 1. \quad (V.84)$$

Иногда проектируют тяговые двигатели с $v_{ko} > 1$ (но не более 1,15) для уменьшения числа витков катушки добавочного полюса и возможности размещения ее на сердечнике ближе к якорю для снижения потока рассеяния добавочных полюсов. Учитывая, что

$$F_{ko} = I_{ko} w_{ko} = I_{aном} w_{ko} / a_{ko} = v_{ko} \alpha_8 F_{aq},$$

получим выражение для числа витков компенсационной обмотки на полюс

$$w_{ko} = v_{ko} \alpha_8 F_{aq} a_{ko} / I_{aном}. \quad (V.85)$$

Число проводников в одном пазу

$$N'_{zko} = I_{Qko} / I_{ko} = I_{Qko} a_{ko} / I_{aном}. \quad (V.86)$$

Полученное значение необходимо округлить до целого числа. Обычно $N'_{zko} = 2$ или 3.

Полное число проводников компенсационной обмотки на полюс при одинаковом числе проводников в каждом пазу

$$N_{zko} = N'_{zko} Z_{ko}. \quad (V.87)$$

Число витков на полюс

$$w_{ko} = N_{zko} / 2. \quad (V.88)$$

Окончательно после округления N_{zko} до целого числа получим

$$v_{ko} = F_{ko} / (\alpha_8 F_{aq}) = (N_{zko} / 2) I_{aном} / (\alpha_8 F_{aq} a_{ko}). \quad (V.89)$$

Иногда для обеспечения необходимого значения v_{ko} , особенно у машин с большим током якоря $I_{aном}$, приходится выполнять разное число проводников в пазах с компенсационной обмоткой. Например, был создан двигатель с $Z_{ko} = 8$ и $w_{ko} = 7$, т. е. шесть пазов имели по два проводника в пазу, а два паза — по одному.

§ 20.2. Выбор площади сечения проводников компенсационной обмотки, размеров пазов и наконечника сердечника главного полюса

Площадь сечения проводников компенсационной обмотки, мм²,

$$q_{ko} = I_{ko} / j_{ko} = I_{aном} / (j_{ko} a_{ko}), \quad (V.90)$$

где j_{ko} — плотность тока в компенсационной обмотке (обычно $j_{ko} = 6 \div 8$ А/мм²).

Чтобы обмотка была достаточно жесткой при работе в условиях тряски, вибрации и ударов, проводники располагают вертикально в пазу (обычно по 2—3 проводника в пазу). Три проводника выполняют при напряжении на двигателе 1500 В. При снижении напряжения ниже 1000 В и повышении мощности двигателей до 900—1000 кВт возможно выполнение обмотки даже с одним проводником в пазу.

Т а б л и ц а V.2. Заполнение паза с компенсационной обмоткой (изоляция класса нагревостойкости F)

Наименование	Материал	Размер, мм	Число слоев	Общая толщина, мм
Проводник	Медь	4/30	2/1	8/30
Витковая изоляция	Лента стеклослюдитовой ЛСЭК-5-С1Пл	0,1/0,1	8/4	0,8/0,4
Корпусная изоляция	Лента стеклослюдитовой ЛСЭК-5-С1Пл	0,1/0,1	16/16	1,6/1,6
	Фторопластовая пленка	0,025/0,025	4/4	0,1/0,1
Покровная изоляция	Стеклолента ЛЭС	0,1/0,1	2/2	0,2/0,2
Зазор на укладку	—	0,5/—	—	0,5/—
Гильза	Стеклопласт	0,15/0,15	2/1	0,3/0,15
Прокладки	—	—/0,5	—/2	—/1,0
Клин	Стеклопластик	—/4	—/1	—/4
Расшитовка	—	0,2/0,1	—	0,2/0,1
Итого			b_{uko}/h_{uko}	11,7/37,55

Примечание. В числителе — по ширине, в знаменателе — по высоте паза.

Для уменьшения магнитного сопротивления основному магнитному потоку двигателя необходимо стремиться к минимальным размерам пазов компенсационной обмотки, т. е. к наименьшим высоте h_{uko} и ширине b_{uko} паза (рис. V.13) и соответственно к меньшим размерам сечения меди.

Предварительно высоту проводника h_{uko} компенсационной обмотки можно принять при напряжении на зажимах двигателя $U = 900 \div 1100$ В $h_{uko} = 25 \div 35$ мм, при $U = 1500$ В $h_{uko} = 20 \div 30$ мм.

Если выбраны высота h_{uko} и площадь сечения q_{ko} проводника компенсационной обмотки, то ширина проводника

$$b_{uko} = q_{ko} / h_{uko}. \quad (V.91)$$

Выбранные размеры проводника должны быть округлены до значений, имеющих в ГОСТ 434—78.

В последние годы для компенсационной обмотки применяют изоляцию класса нагревостойкости F при допустимом превышении температуры 155 °С (табл. V.2.).

Изоляция катушки состоит из: витковой изоляции 2 (см. рис. V.13), проводника 1 — одним слоем в половину ширину стеклослюдитовой ленты ЛСЭК-5-С1Пл толщиной 0,1 мм (ГОСТ 13184—78); корпусной изоляции 3, выполненной такой же лентой, с числом слоев с перекрытием в $1/2$ ширины ленты в соответствии с данными, приведенными на с.211, и одним слоем с перекрытием $1/4$ ширины фторопластовой пленки Ф-ЧЭО толщиной 0,025 мм (ГОСТ 24222—80); покровной изоляции 4 —

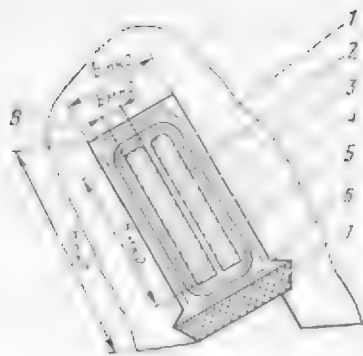


Рис. V.13. Изоляция катушки компенсационной обмотки

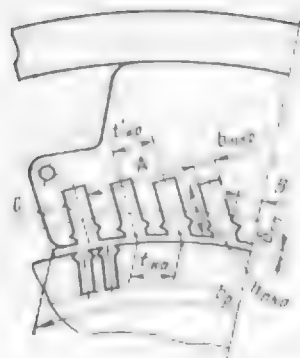


Рис. V.14. Зубцовая зона пазов компенсационной обмотки

одним слоем с перекрытием $1/2$ в ширины стеклотенты ЛЭС толщиной 0,1 мм (ГОСТ 5937—81).

Кроме того, в пазу устанавливают предохраняющую изоляцию катушки от механических повреждений при укладке гильзу 5 толщиной 0,15—0,2 мм из стеклопласта. Для плотности укладки на дно и под клин укладывают две-три прокладки 6, 8 толщиной 0,5 мм из стеклопласта. Обмотку крепят клином 7, изготавливаемым из стеклопластика СПП-ЭУ или из текстолита Б (ГОСТ 2910—74) толщиной 4—5 мм.

Зазор на укладку по ширине паза обычно принимают равным 0,5—0,7 мм, т. е. несколько большим, чем при монтаже якорных катушек, из-за невозможности обеспечить точные размеры между одновременно укладываемыми сторонами катушек. По высоте зазор на укладку 0—0,3 мм. Необходимо учитывать уменьшение размеров паза из-за распухтывки: по ширине — на 0,2 мм, по высоте — на 0,1 мм.

В качестве изоляции класса нагревостойкости Н (витковой и корпусной) используют полиимидную пленку ПМЛ-К2 ТУ ОФФ толщиной 0,04—0,05 мм. Витковую изоляцию выполняют одним слоем с перекрытием в половину ширины ленты, корпусную — числом слоев в зависимости от напряжения (см. с. 211.). Поверх корпусной изоляции (для обеспечения возможности ремонта) дополнительно накладывают один слой ленты фторопластовой Ф-ЧЭО толщиной 0,025 с перекрытием в $1/4$ ширины. На дно паза и под клин устанавливают прокладки, выполненные из стеклотекстолита, толщиной 0,5 мм. Гильзу выполняют из имидофлекса толщиной 0,15 мм, клин — из стеклопластика.

Так же, как и в якоре, полиимидная изоляция позволяет лучше заполнить паз медью, уменьшить изоляционные промежутки между медью и сталью паза и благодаря этому улучшить теплоотдачу обмотки.

После расчета размеров паза для компенсационной обмотки необходимо разместить пазы по полюсному наконечнику (рис. V.14) на размере $b_p = b_0 - 2\delta_{гп}$ при равномерном зазоре под главным полюсом $\delta_{гп}$.

Крайний зубец полюса намечают равным $C = 10 \div 12$ мм по технологическим условиям сборки. В этот зубец упираются специальным инструментом при точной установке сердечников главных полюсов в остоу. На условия проникновения магнитного потока главных полюсов в зону коммутации ширина крайнего зубца не влияет.

Остальные зубцы необходимо расположить равномерно в оставшейся после расположения крайних зубцов части ширины наконечника главного полюса, т. е. необходимо, чтобы шаг $l_{ко}$ был одинаковым между всеми зубцами полюса. Однако иногда от этого правила отступают, выполняя одинаковыми толщины зубцов компенсационной обмотки, т. е. выполняя одинаковым размер $l'_{ко}$ между зубцами одной половины полюса.

Правильность выбора ширины паза для компенсационной обмотки проверяют по магнитной индукции в зубцах компенсационной обмотки $B_{зко}$, которая не должна превышать значений $B_{зко} = 1,8 \div 2,0$ Тл. При увеличении $B_{зко}$ растут пульсационные потери в зубцах компенсационной обмотки, увеличивается требуемая м. д. с. главных полюсов для проведения магнитного потока машины и возрастает поток главных полюсов в зоне коммутации, усложняющий настройку машины.

Индукция

$$B_{зко} = \sigma_{ко} \Phi / S_{зко}, \quad (V.92)$$

где $\sigma_{ко}$ — коэффициент рассеяния наконечника главного полюса: $\sigma_{ко} = 1,05$; $S_{зко}$ — площадь поперечного сечения зубцов сердечника главного полюса на расстоянии $\frac{1}{3} h_{пко}$ от головок, обращенных к якору, м².

Площадь $S_{зко}$ определяют в соответствии с рис. V.14 по формуле [3]

$$S_{зко} = 2[(A - b_{пко} n_A) + B + C] l_m K_{см}, \quad (V.93)$$

где n_A — число пазов на участке A;

l_m — длина сердечника главного полюса (обычно $l_m = l_a$, иногда для уменьшения индукции $B_{зко}$ делают $l_m = l_a + (5 \div 15)$ мм);

$K_{см}$ — коэффициент заполнения сталью сердечника главного полюса (обычно $K_{см} = 0,94$ для лакированных листов сердечника, $K_{см} = 0,97$ для нелакированных).

Площадь $S_{зко}$ при расчете на ЭВМ определяется по более сложной формуле (см. § 27.2), учитывающей углы наклона отдельных плоскостей наконечника.

Для определения массы и сопротивления компенсационной обмотки необходимо определить длину проводников. Средняя длина витка компенсационной обмотки, м,

$$l_{ср ко} = 2(l_{зко} + l_m). \quad (V.94)$$

В выражении (V.94): $l_{зко}$ — длина лобовой части полувитка средней катушки:

$$l_{зко} = \frac{\pi(D_a + 2\delta_{гп} + h_{пко})}{2p} \left(1 - \frac{\alpha_0}{2}\right) + 2H_{пко} + b_{пко} \frac{Z_{ко}}{2} + \Delta_{лпо} \left(\frac{Z_{ко}}{2} - 1\right). \quad (V.95)$$

где $H_{\text{лпо}}$ — прямолинейный участок выхода компенсационной обмотки из паза в лобовую часть (при $U = 1000$ В $H_{\text{лпо}} = 0,025$ м, при $U = 3000$ В $H_{\text{лпо}} = 0,035$ м) (см. рис. V.11);
 $\Delta_{\text{лпо}}$ — зазор между торцовыми частями соседних сторон катушки (обычно $\Delta_{\text{лпо}} = 0,005$ м).

Сопротивление компенсационной обмотки при 20 °С, Ом,

$$r_{\text{ко20}} = 2\rho_{\text{ко}} l_{\text{ср ко}} / (57a_{\text{ко}}^2 q_{\text{ко}}) = \rho N_{\text{ко}} l_{\text{ср ко}} / (57a_{\text{ко}}^2 q_{\text{ко}}). \quad (\text{V.96})$$

Масса меди компенсационной обмотки, кг,

$$m_{\text{м}} = 8,9 l_{\text{ср ко}} \rho N_{\text{ко}} q_{\text{ко}} \cdot 10^{-3} / 2, \quad (\text{V.97})$$

где $l_{\text{ср ко}}$ — в м; $q_{\text{ко}}$ — в мм².

Глава 21. РАСЧЕТ КОММУТАЦИИ И ДОБАВОЧНЫХ ПОЛЮСОВ

§ 21.1. Расчет реактивной э. д. с.

Из большого числа существующих методов расчета реактивной э. д. с. в тяговом электромашиностроении применяют методы Р. Рихтера, Р. Рихтера—М. Цорна [3, 60, 62] и А. Б. Иоффе [2].

В последние годы разработаны и успешно внедряются усовершенствованные методы расчета коммутации с использованием ЭВМ [63, 64].

По методу Р. Рихтера может быть определена не только средняя реактивная э. д. с. за время коммутации секции, но и для любого момента времени. Однако этот метод довольно трудоемок из-за необходимости выполнять графические построения и поэтому его используют редко, лишь в тех случаях, когда машина имеет очень напряженную коммутацию. Наиболее широко применяют методы Р. Рихтера—М. Цорна и А. Б. Иоффе, по которым определяют средние значения реактивной э. д. с. секции.

Метод Р. Рихтера. Изменение во времени потока рассеяния Φ_s секции, вызванное изменением тока в ней во время коммутации, наводит реактивную э. д. с. в секции [3], В,

$$e_r = - \frac{d\Phi_s}{dt}. \quad (\text{V.98})$$

Поток рассеяния (рис. V.15)

$$\Phi_s = \Phi_{\text{лп}} + \Phi_{\text{вк}} + \Phi_{\text{дл}}. \quad (\text{V.99})$$

где $\Phi_{\text{лп}}$ — поток рассеяния, замыкающийся между стенками паза;
 $\Phi_{\text{вк}}$ — поток рассеяния, замыкающийся по коронкам зубцов;
 $\Phi_{\text{дл}}$ — поток рассеяния лобовых частей обмотки.

В зоне коммутации, где нет основного магнитного потока машины, можно пренебречь насыщением стальных участков и считать, что поток пропорционален току, т. е. принять, что индуктивность секции в зоне коммутации постоянна.

Тогда можно записать

$$e_r = -(L_{\text{л}} + L_{\text{к}} + L_{\text{д}}) \frac{di}{dt}, \quad (\text{V.100})$$

где $L_{\text{л}}$, $L_{\text{к}}$, $L_{\text{д}}$ — соответственно составляющие индуктивности секции, определяемые потоками рассеяния паза, по коронкам зубцов и в лобовых частях.

При прямолинейной коммутации

$$\frac{di}{dt} = \frac{2i_n}{T}.$$

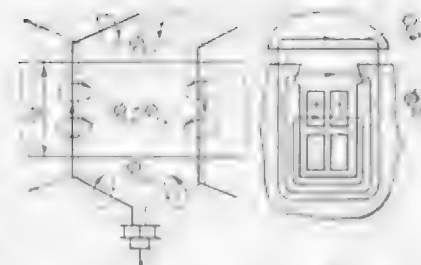


Рис. V.15. К расчету полей рассеяния секции

Учитывая, что ток параллельной ветви $i_n = I_n / (2a)$, а период коммутации $T = b_{\text{щ}} / v_n$, получим

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_n v_n}{ab_{\text{щ}}}. \quad (\text{V.101})$$

Таким образом, для вычисления e_r в формуле (V.100) остается определить только индуктивности.

Рассмотрим простейший случай исполнения обмотки якоря, когда $b_{\text{щ}} = l_{\text{к}}$, $u_{\text{к}} = 1$ и обмотка диаметрально с укорочением $\varepsilon_{\text{к}} = 0$ (рис. V.16, а).

Индуктивность пазовой части обмотки

$$L_{\text{л}} = L_{\text{лс1}} + L_{\text{лс2}} + 2L_{\text{лв}},$$

где $L_{\text{лс1}}$, $L_{\text{лс2}}$ — самоиндуктивности от токов в сторонах секции соответственно верхней и нижней;

$L_{\text{лв}} = L_{\text{лв12}} = L_{\text{лв21}}$ — взаимоиндуктивность между верхней и нижней сторонами секции ($L_{\text{лв12}}$) и нижней и верхней сторонами секции ($L_{\text{лв21}}$).

В общем случае индуктивность рассеяния

$$L_s = \sum \Phi_s / I,$$

где Φ_s — магнитный поток трубки индукции, сцепленный с числом витков Φ_s , причем суммируются все трубки магнитной индукции;
 I — ток проводников, сцепленных с трубкой.

Можно сказать, что индуктивность есть потокоцепление при токе I А.

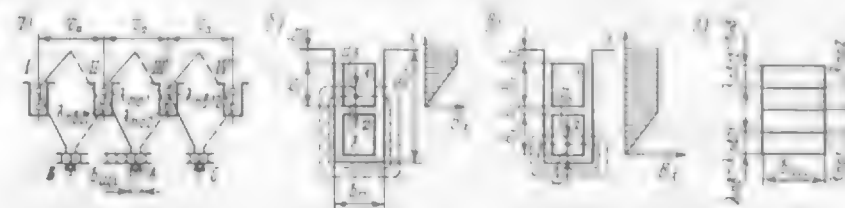


Рис. V.16. К расчету проводимостей потоков рассеяния:

а — расположение коммутирующих секций в пазах якоря; б, а — потоки рассеяния пазовой части; в — диаграмма пазовой проводимости; 1 и 2 — верхняя и нижняя стороны катушки

Если пренебречь магнитным сопротивлением стали, которое во много раз меньше сопротивления воздуха, а учитывать только сопротивление воздушных участков, по которым замыкается магнитный поток, то напряженность магнитной трубки на расстоянии x от низа верхнего проводника I (рис. V.16, б)

$$H_x = (\omega_c \lambda) (h_1 b_n).$$

Учитывая, что $B_x = \mu_0 H_x$, получим

$$\Phi_x = B_x dx l_a = \mu_0 \frac{\omega_c x}{h_1 b_n} l_a dx.$$

Так как на участке от 0 до h_1 ток нарастает линейно в отношении $\omega_c x/h_1$, то потокосцепление на этом участке

$$\Psi_{h1} = \int_0^{h_1} \Phi_x \frac{\omega_c x dx}{h_1} = \int_0^{h_1} \mu_0 \frac{\omega_c x}{h_1 b_n} l_a dx \frac{\omega_c x}{h_1} = \mu_0 \omega_c^2 l_a \frac{1}{3} \frac{h_1}{b_n}.$$

Таким же образом на участке h_2 , на котором полный ток не изменяется и поэтому индукция $B_{h2} = \mu_0 \omega_c/b_n$, потокосцепление

$$\Psi_{h2} = \mu_0 \frac{\omega_c^2}{b_n} h_2 l_a.$$

Окончательно потокосцепление, или, что одно и то же, самондуктивность верхней стороны секции, при токе 1А

$$\Psi_{nc1} = L_{nc1} = \mu_0 \omega_c^2 l_a \left(\frac{1}{3} \frac{h_1}{b_n} + \frac{h_2}{b_n} \right) = \mu_0 \omega_c^2 l_a \lambda_{nc1}, \quad (V.102)$$

где $\lambda_{nc1} = \frac{1}{3} \frac{h_1}{b_n} + \frac{h_2}{b_n}$ — коэффициент магнитной проводимости потока рассеяния на единицу длины пазовой части верхнего проводника I .

Подобным же образом могут быть определены остальные коэффициенты магнитной проводимости.

Окончательно запишем коэффициенты магнитной проводимости: самондуктивности стороны секции нижнего слоя пазов L_{nc2} (рис. V.16, в)

$$\lambda_{nc2} = \frac{4}{3} \frac{h_1}{b_n} + \frac{h_2 + h_3}{b_n}; \quad (V.103)$$

взаимондуктивности верхней стороны с нижней (L_{nv12}) и нижней стороны с верхней (L_{nv21})

$$\lambda_{nv} = \lambda_{nv12} = \lambda_{nv21} = \frac{h_1}{2b_n} + \frac{h_2}{b_n}; \quad (V.104)$$

по коронкам зубцов

$$\lambda_k = b_{\delta d} / (4K_{\delta d} \delta_d), \quad (V.105)$$

где $b_{\delta d} = b_d + 2\delta_d$ — расчетная дуга наконечника добавочного полюса;
 $K_{\delta d}$ — коэффициент воздушного зазора добавочного полюса;
 δ_d — зазор под добавочным полюсом;
 b_d — ширина наконечника добавочного полюса;

лобовых частей

$$\lambda_{l1} = 0,37 \frac{0,5L_p}{l_n} \lg \left(1 + \frac{\pi t_n}{4h_n} \right), \quad (V.106)$$

где $0,5L_p$ — половина развернутой длины лобовых частей секции.

Формулы (V.102) – (V.104) справедливы для вертикального расположения проводников (см. рис. V.7, а). При горизонтальном расположении (см. рис. V.7, б) коэффициенты магнитной проводимости определяют способом, изложенным в [65]. При этом коэффициенты магнитной проводимости от самондуктивности k -го слоя (начиная сверху паза) для n -слойной по высоте паза обмотки:

$$\lambda_{пск} = \frac{3k-2}{3\pi} \frac{2h_1}{b_n} + \frac{h_2}{b_n}. \quad (V.107)$$

Коэффициенты магнитной проводимости взаимондуктивности между k -м верхним слоем и другими отдельными слоями n -слойной обмотки выражаются следующим соотношением:

$$\lambda_{пвк} = \frac{2k-1}{2\pi} \frac{2h_1}{b_n} + \frac{h_2}{b_n}. \quad (V.108)$$

Найденные коэффициенты магнитной проводимости используют для построения диаграммы изменения индуктивности коммутирующего паза.

Для обмотки, показанной на рис. V.16, а, коммутация секций, замкнутых щетками А, В, С, происходит одновременно, поэтому для любого момента времени коэффициент проводимости паза

$$\Sigma \lambda_l = \lambda_{nc1} + \lambda_{nc2} + 2\lambda_{nv}. \quad (V.109)$$

Если учесть проводимость лобовых частей и по коронкам зубцов якоря

$$\Sigma \lambda_l = \lambda_{nc1} + \lambda_{nc2} + 2\lambda_{nv} + \lambda_k + \lambda_{доб}. \quad (V.110)$$

Диаграмма (рис. V.16, з) построена согласно формуле (V.109). Высоты отдельных составляющих прямоугольников этой диаграммы представляют собой отдельные слагаемые формулы (V.109), а ширина этих прямоугольников соответствует идеальной ширине щетки, устанавливающей время короткого замыкания секции,

$$b_{ши} = b_{щ} - b_{мин} + t_k (1 - a/p), \quad (V.111)$$

где $b_{мин}$ — толщина изоляции (миканита) между соседними пластинами коллектора.

Для петлевой обмотки, у которой $a = p$, получим

$$b_{ши} = b_{щ} - b_{мин}. \quad (V.112)$$

Мы рассмотрели случай элементарной обмотки. Обычно в реальных тяговых двигателях $u_k > 1$, $e_k \neq 0$, $\gamma = b_{щ}/t_k > 1$.

Рассмотрим случай [62], когда $u_k = 3$; $e_k = 1,5$; идеальное щеточное перекрытие $\gamma_t = b_{ши}/t_k = 2,5$; обмотка простая, петлевая. Отнесем идеальную ширину щетки к поверхности якоря

$$b'_{щ} = D_a b_{ши}/D_k. \quad (V.113)$$

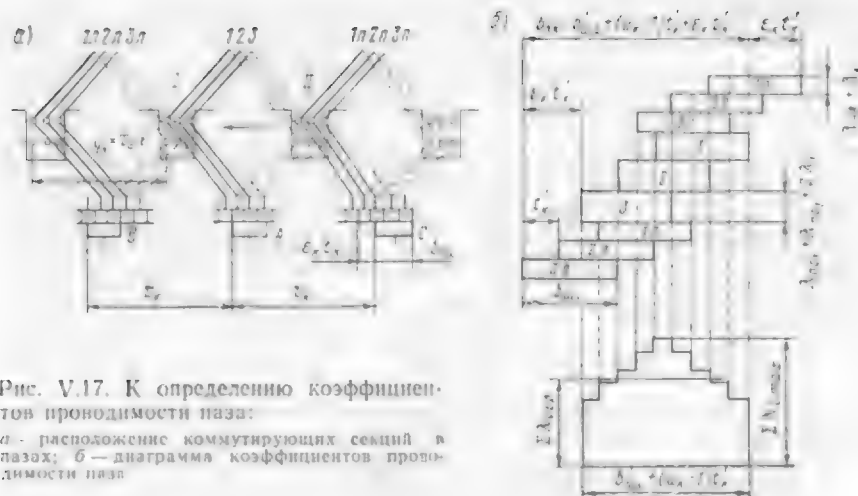


Рис. V.17. К определению коэффициентов проводимости паза:
а — расположение коммутационных секций в пазах; б — диаграмма коэффициентов проводимости паза

Как видно из схемы соединения секций этой обмотки с коллектором (рис. V.17, а), отдельные секции вступают в коммутацию неодновременно.

Рассмотрим порядок построения диаграммы коэффициентов проводимости для паза I (рис. V.17, а). При вращении якоря влево первой в пазу I замыкается накоротко щеткой А секция 1, стороны которой находятся в пазах I и II, поэтому высота прямоугольника для этой секции $\lambda_{пс1} + \lambda_{пс2} + 2\lambda_n$, а ширина прямоугольника $b_{щ1}'$ (рис. V.17, б). Затем через промежуток, равный коллекторному делению, приведенному к диаметру якоря $t_k' = t_k D_a / D_k$, замыкается накоротко секция 2, вступая в коммутацию. Со сдвигом t_k' от секции 2 вступает в коммутацию секция 3. В пазу I находятся секции 1а, 2а, 3а, замыкаемые накоротко щеткой В. Они последними заканчивают коммутацию в пазу I, отставая от секции 3 на размер укорочения $e_k t_k' = e_k D_a t_k / D_k$. Высота прямоугольников равна $\lambda_{пн} + \lambda_n$ и отражает индуктивную связь между верхними и нижними секциями паза I. Прямоугольники 1а, 2а, 3а смещены друг относительно друга на t_k' . Расстояние от начала коммутации первой секции I паза I до конца коммутации последней секции этого паза 3а является шириной зоны коммутации $b_{ак}$.

Необходимо также учесть взаимную индуктивность секций 1, 2, 3 с секциями 1н, 2н, 3н паза II, замыкаемыми накоротко щеткой С. Эти прямоугольники начинают коммутировать раньше, чем секция 1, на размер укорочения $e_k t_k'$ и смещены друг относительно друга на t_k' .

Результирующий коэффициент проводимости паза I с секциями 1, 2, 3, получается суммированием всех прямоугольников на длине коммутации этих секций $b_{щ1}' + (u_n - 1) t_k'$.

В этих расчетах коэффициентов магнитной проводимости не учтены потоки рассеяния лобовых частей, которые постоянны, поэтому $\lambda_{л1} = \text{const}$.

Индуктивность лобовых частей

$$L_{л1} = \mu_0 \gamma_l \omega_c^2 L_p \lambda_{л1}. \quad (V.114)$$

где L_p — длина лобовых частей секции.

Коэффициент магнитной проводимости лобовых частей $\lambda_{л1}$ определяют по формуле (V.106).

Индуктивность

$$L_{л1} = L_{л1} = \mu_0 \omega_c^2 I_a \Sigma \lambda_l. \quad (V.115)$$

где $\Sigma \lambda_l$ — суммарная проводимость паза, определяемая графически по рис. V.17.

Подставив в выражение (V.100) значения $L_{л1}$, $L_{л1} + L_{л1}$ из (V.114) и (V.115) и опустив знак «—», получим формулу расчета реактивной э. д. с. для любого положения паза относительно щеток

$$e_{rl} = \frac{I_a z_k}{ab_{щ1}} \mu_0 \omega_c^2 (I_a \Sigma \lambda_l + L_p \gamma_l \lambda_{л1}) = e_{\Sigma \lambda_l} + e_{л1}. \quad (V.116)$$

Реактивная э. д. с. в любой момент времени равна сумме э. д. с., изменяемых в соответствии с изменением $\Sigma \lambda_l$, и постоянной э. д. с. лобовых частей.

Для обеспечения безыскровой коммутации э. д. с. e_{rl} должна быть в каждый момент времени скомпенсирована коммутационной э. д. с. $e_{н1}$, возникающей в секциях при их вращении в поле добавочных полюсов.

Коммутационная э. д. с.

$$e_{н1} = B_{н1} I_a v_a. \quad (V.117)$$

где $B_{н1}$ — индукция поля добавочных полюсов в определенном месте зоны коммутации.

Для полной взаимной компенсации рассматриваемых э. д. с. необходимо, чтобы в любой момент времени они были направлены встречно и соблюдалось условие $e_{rl} + e_{н1} = 0$. Этого можно достичь, если распределение индукции $B_{н1}$ в зазоре будет приближаться по форме к распределению результирующего коэффициента магнитной проводимости коммутационного паза в зоне коммутации.

Как видим, построение диаграмм коэффициентов магнитной проводимости коммутационных секций паза представляет довольно сложную и трудоемкую задачу, поэтому был разработан более простой метод расчета средней проводимости паза, по значению которой рассчитывается средняя реактивная э. д. с. паза. К этому методу мы переходим.

Метод Р. Рихтера—М. Цорна. Р. Рихтер установил, что, опираясь на простейший случай обмотки ($u_n = 1$; $e_k = 0$; $t_k = b_{щ1}$), который уже рассмотрен нами ранее, можно при помощи поправки получить значения средних коэффициентов проводимости паза для более сложных обмоток.

Среднее значение коэффициента магнитной проводимости паза для обмотки с $u_n = 1$, $e_k = 0$, $t_k = b_{щ1}$

$$\lambda_{п1} = (\lambda_{пс1} + \lambda_{пс2} + 2\lambda_{пн})/4. \quad (V.118)$$

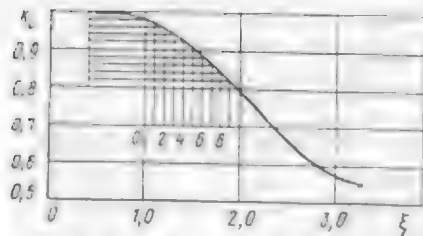


Рис. V.18. К расчету коэффициента демпфирования

определяют по рис. V.18.

Величина

$$\xi = h_m \sqrt{\Sigma b_m \omega \lambda_m \mu_0 / (2b_n)} \quad (V.120)$$

где h_m — высота элементарного проводника, м;
 Σb_m — суммарная ширина меди в пазу, м;
 b_n — ширина паза в штампе, м;
 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная проницаемость воздуха, Гн/м;
 ω — угловая скорость изменения потока рассеяния паза в зоне коммутации.

В выражении $\omega = 2\pi f'$

$$f' = \frac{v_n}{2l_n} \left(u_n - \gamma \frac{a}{p} - v_n \right) \quad (V.121)$$

где v_n — следует подставлять в м/с; l_n — в м.

Средний коэффициент магнитной проводимости паза по Р. Рихтеру

$$\lambda'_{cp} = 4u' \lambda_n \quad (V.122)$$

где $4u'$ — безразмерный коэффициент пропорциональности, найденный Р. Рихтером для ряда значений $u_n, \epsilon_n, \gamma_l$. Нахождением коэффициента $4u'$ для обмоток разных типов занимался также М. Цорн.

На рис. V.19 представлены кривые для зависимости

$$4u' = f(u_n, \epsilon_n, \gamma_l).$$

Коэффициент $4u'$ может быть найден также аналитически (что важно при расчете на ЭВМ) следующим образом [62]:

$$4u' = 2x_{cp} + x'_{cp} \quad (V.123)$$

где x_{cp} — число секций, в которых одновременно возникает э. д. с. самоиндукции в среднем за период коммутации;

x'_{cp} — число секций, в которых одновременно возникают э. д. с. взаимной индукции.

Величины

$$x_{cp} = 1 + \frac{2}{u_n \gamma_l} \sum_{n=1,2,3,\dots}^+ (u_n - n) (\gamma_l - n); \quad (V.124)$$

$$x'_{cp} = \frac{2}{u_n \gamma_l} \left[u_n (\gamma_l - |e_n|) + \sum_{n=1,2,3,\dots}^+ (u_n - n) (\gamma_l - |e_n - n|) + \sum_{n=1,2,3,\dots}^+ (u_n - n) (\gamma_l - |e_n + n|) \right] \quad (V.125)$$

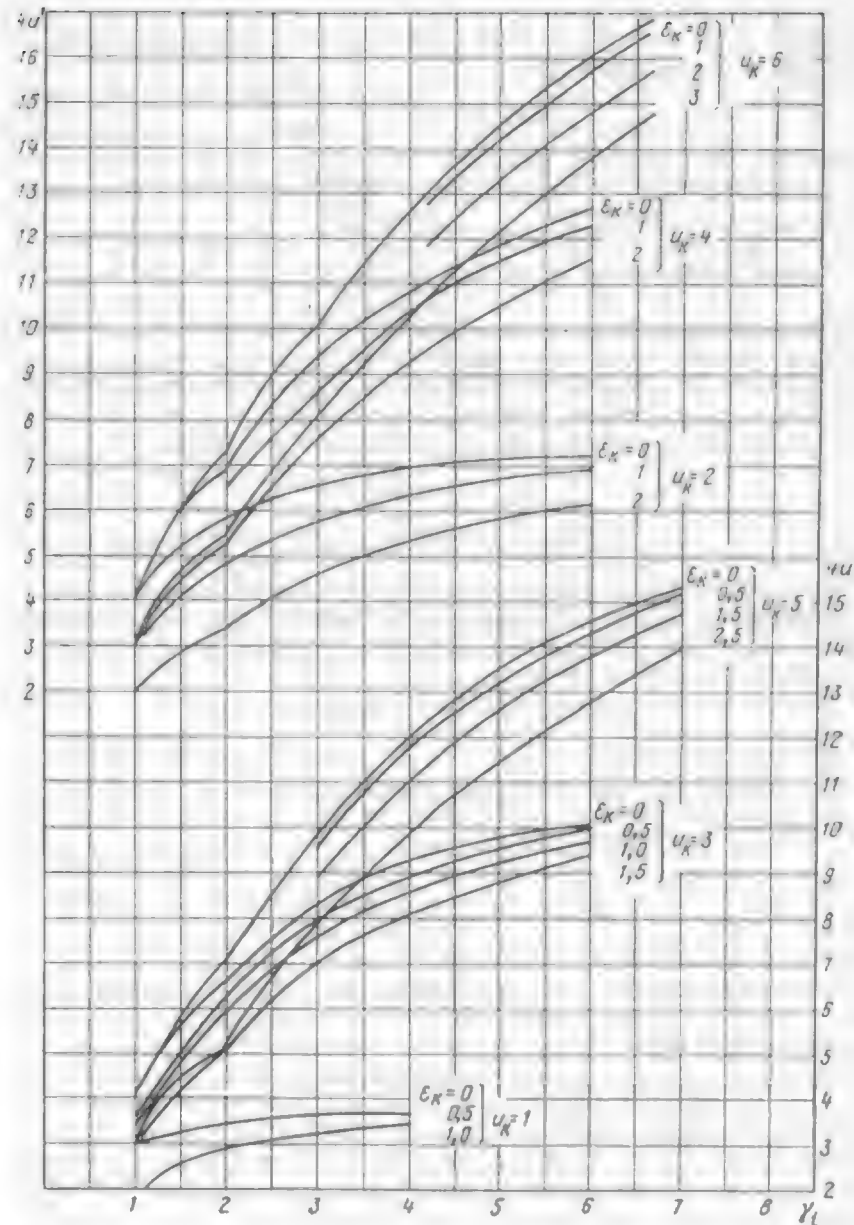


Рис. V.19. К расчету реактивной э. д. с.

Знак «+» над обозначением Σ и у скобок в выражениях (V.124) и (V.125) означает, что суммируются только положительные члены.

Определенный по формуле (V.122) коэффициент проводимости не учитывает поток рассеяния по коронкам зубцов, поэтому полный коэффициент проводимости паза

$$\lambda_{\text{пол}} = 4u' (\lambda_{\text{н}} + \lambda_{\text{к}}). \quad (\text{V.126})$$

Формула для расчета среднего значения реактивной э. д. с. за время коммутации паза, предложенная М. Цорном, имеет вид, подобный формуле (V.116), т. е.

$$e_r = \frac{2}{3} \frac{I_a}{a} \frac{D_{\text{н}}}{b_{\text{пл}}} \frac{n}{1000} \omega_c^2 [(4u') I_a (\lambda_{\text{н}} + \lambda_{\text{к}}) + 2\gamma_1 \cdot 0,5 L_{\text{р}} \lambda_{\text{л}}] 10^{-4}. \quad (\text{V.127})$$

Реактивная э. д. с., подсчитанная по этой формуле в номинальном (часовом) режиме, не должна превышать 5—5,5 В.

Для тяговых двигателей электровозов критерием напряженности коммутации служит также значение реактивной э. д. с. при конструкционной скорости электровоза и минимальной степени возбуждения:

$$e_{r\text{max}} = e_r \frac{v_{\text{max}}}{v_{\text{ном}}}. \quad (\text{V.128})$$

где $K_{\text{н}}$ — коэффициент использования мощности при v_{max} (см. § 2.4).

Реактивная э. д. с. в этом режиме не должна быть выше 7,5—8 В.

Метод А. Б. Иоффе. Согласно этому методу средняя реактивная э. д. с., В,

$$e_r = \frac{\mu_0 \cdot 8 i_a u_k \omega_c^2 \lambda l_a v_k}{l_{\text{н}} (u_{\text{н}} + \gamma + e_{\text{к}} - a/p)}. \quad (\text{V.129})$$

где i_a — ток параллельной ветви, А;

λ — коэффициент магнитной проводимости секции: $\lambda = \lambda_{\text{н}} + \lambda_{\text{к}} + \lambda_{\text{л}}$ [здесь $\lambda_{\text{н}}$ определяется по формуле (V.119); $\lambda_{\text{к}}$ — по формуле (V.105); $\lambda_{\text{л}}$ — по формуле (V.106)].

При определении $\lambda_{\text{к}}$ в формулу (V.105) вместо $b_{\text{д}}$ необходимо подставлять $b_{\text{д}} - b_{\text{н}}$ (здесь $b_{\text{д}}$ — ширина наконечника добавочного полюса). Реактивная э. д. с., определенная по этой формуле, не должна превышать в номинальном режиме 3,5—4 В.

В последнее время при проектировании тяговых двигателей все чаще применяют более точный метод Р. Рихтера—М. Цорна вместо метода А. Б. Иоффе.

Полученное одним из методов значение реактивной э. д. с. является основным критерием коммутационной напряженности двигателя. Даже при наличии добавочных полюсов в машине реактивная э. д. с. не должна превосходить определенного значения, так как чем больше реактивная э. д. с., тем труднее настроить коммутацию. Это объясняется различной формой реактивной и коммутирующей э. д. с. Как мы выяснили, реактивная э. д. с. e_r имеет ступенчатый характер, а характер распределения в зоне коммутации коммутирующей э. д. с. $e_{\text{к}}$ определяется распределением потока добавочного полюса, является плавным, поэтому остаются некомпенсированные участки (запнтрихованы на

рис. V.20). Чем больше e_r , тем больше некомпенсированные участки э. д. с.

Определить точно некомпенсированную э. д. с. Δe аналитически довольно трудно [2]. По экспериментальным исследованиям некоторых авторов [33, 66], для обеспечения оптимальной коммутации среднее значение некомпенсированной э. д. с. должно быть 0,3—0,6 В, причем при настройке целесообразно добиваться ускоренной коммутации, что обеспечивается соотношением $e_{\text{н}} = (1,15 \div 1,2) e_r$.

Стремление к более точной оценке качества коммутации на стадии проектирования заставило искать новые критерии. Такими критериями являются: фактор искрения $\Phi_{\text{н}}$ и критерий коммутационной напряженности А. С. Курбасова K_r (см. § 4.1). Для получения удовлетворительной коммутации эти критерии не должны превосходить определенных значений (см. с. 37).

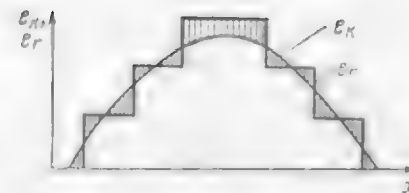


Рис. V.20. Определение некомпенсированной э. д. с.

§ 21.2. Выбор конструкции добавочных полюсов

Добавочные полюсы, как известно, предназначены для создания магнитного потока, наводящего в короткозамкнутых секциях коммутирующую э. д. с. (э. д. с. вращения), компенсирующую реактивную э. д. с. Действие магнитного потока добавочных полюсов ограничивается зоной коммутации, поэтому по ширине добавочные полюсы значительно уже главных.

Ширина зоны коммутации — это дуга на наружном диаметре сердечника якоря, которую описывает середина коммутирующего паза от начала короткого замыкания одной из секций паза до момента размыкания последней секции паза. В соответствии с рис. V.17, б

$$b_{\text{зк}} = \pi D_a \left(u_{\text{н}} + \frac{a}{p} + e_{\text{к}} + \gamma \right) / K. \quad (\text{V.130})$$

Имеются предложения [3, 67] по расчету ширины зоны коммутации с учетом расположения проводников в пазу и ширины проводника. Это уточнение наиболее целесообразно для беспазового якоря, но для зубчатого, в котором магнитный поток проходит в основном через зубец, минуя паз, правильнее определять $b_{\text{зк}}$ по формуле (V.130) без уточнений.

М. д. с. добавочных полюсов должна компенсировать размагничивающее действие м. д. с. якоря в зоне коммутации. Максимальное значение м. д. с. якоря под центром добавочного полюса

$$F_{aq} = \tau_a A / 2. \quad (\text{V.131})$$

С учетом того, что $A = I_a N / (2ap D_a)$ и $\tau_a = \pi D_a / (2p)$, получим

$$F_{aq} = I_a N / (8ap) = I_a \omega_a'. \quad (\text{V.132})$$

В выражении (V.132)

$$\omega'_a = N / (8ap). \quad (V.133)$$

Величина ω'_a — есть число витков обмотки якоря, отнесенное к одному полюсу и одной параллельной ветви.

Выражение (V.131) не учитывает уменьшения тока якоря в зоне коммутации по сравнению с током параллельной ветки i_a . Если принять, что в зоне $b_{\text{ан}}/2$ ток линейно спадает с i_a до нуля (рис. V.21), то м. д. с. якоря в зоне коммутации

$$F'_{aq} = \left(1 - \frac{b_{\text{ан}}}{2\tau_a}\right) \frac{\tau_a}{2} A. \quad (V.134)$$

При отсутствии компенсационной обмотки м. д. с. добавочного полюса можно представить как сумму двух слагаемых:

$$F_d = F'_{aq} + F_k, \quad (V.135)$$

где F_k — часть м. д. с. добавочного полюса, создающая коммутирующий поток Φ_k , т. е. поток $\Phi_{\text{дп}}$ в зоне коммутации.

Для двигателей с компенсационной обмоткой требуется меньшая м. д. с. F_d на значение м. д. с. компенсационной обмотки $F_{\text{ко}}$, поэтому $F_d = (F'_{aq} - F_{\text{ко}}) + F_k$ или $F_d + F_{\text{ко}} = F'_{aq} + F_k$.

М. д. с. F_k расходуется на проведение коммутирующего магнитного потока Φ_k по магнитной цепи. Для сохранения при любом значении тока якоря I_a равенства $e_r = e_k$ необходимо, чтобы цепь добавочных полюсов была ненасыщена, а воздушные зазоры (или немагнитные промежутки) должны быть большими, чтобы доля м. д. с. приходящаяся на стальные участки, имеющие возможность насыщаться,

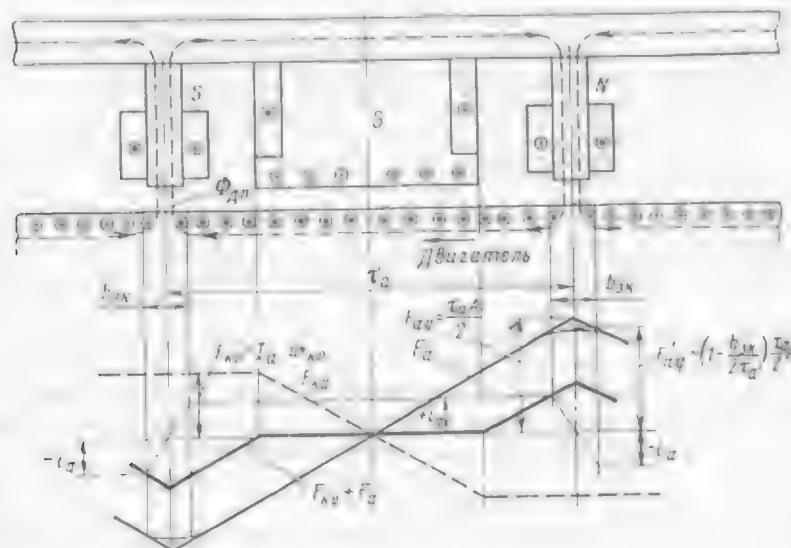


Рис. V.21. К расчету добавочных полюсов

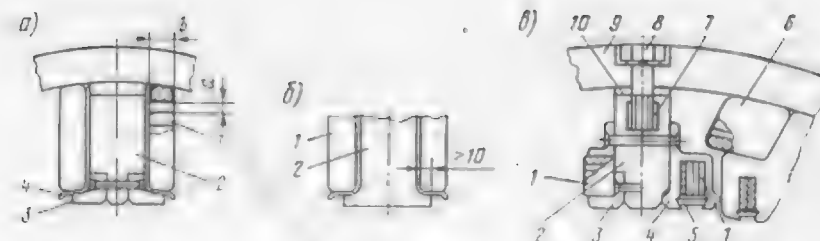


Рис. V.22. Конструкции добавочных полюсов при отсутствии (а, б) и наличии (а) компенсационной обмотки

была минимальной. Так как увеличение воздушного зазора между якорем и сердечником добавочного полюса приводит к росту рассеяния потока добавочного полюса, в тяговых двигателях делают второй зазор между остовом и сердечником добавочного полюса. Чем больше величина F_k при ненасыщенных стальных участках, тем больше магнитное сопротивление воздушных участков и тем ближе к линейной приближается магнитная характеристика добавочных полюсов $B_k(I_a)$, тем полнее компенсирует э. д. с. e_k реактивную э. д. с. e_r , которая также линейно зависит от тока I_a даже при перегрузках.

Долю м. д. с. F_k в общей м. д. с. $F_d + F_{\text{ко}}$ можно определить из соотношения

$$v = (F_d + F_{\text{ко}}) / F'_{aq} = (F'_{aq} + F_k) / F'_{aq} = 1 + F_k / F'_{aq} \quad (V.136)$$

или

$$v = (\omega_d + \omega_{\text{ко}}) / \omega'_a. \quad (V.137)$$

Значения v неодинаковы для различных конструктивных исполнений добавочных полюсов. По ним оценивают правильность выбора м. д. с. добавочного полюса.

При отсутствии компенсационной обмотки м. д. с. добавочного полюса, а значит, и число витков его обмотки получаются большими, поэтому витки катушки 1 в этом случае располагаются по всей высоте сердечника 2 полюса (рис. V.22, а) с намоткой провода на узкое ребро а. Катушка 1 удерживается латунными угольниками 3 и при немоноблочном исполнении пружинной рамкой 4. Наконечник может быть выполнен с заплеками для поддержания катушки (рис. V.22, б).

Если имеется компенсационная обмотка, то число витков добавочного полюса уменьшается в 2—2,5 раза и катушку размещают не по всей высоте сердечника, а возможно ближе к сердечнику якоря (для уменьшения потока рассеяния).

При степени компенсации $v_{\text{ко}} > 0,9$ удается разместить катушку добавочного полюса ниже уровня катушки главного полюса, по высоте, не превышающей высоты наконечника главного полюса (рис. V.22, в). Катушку 1 закрепляют на сердечнике 2 двумя способами: приклепанными к сердечнику немагнитными, обычно латунными угольниками 3 (при моноблочном исполнении, когда катушку пропитывают эпоксид-

ним компаундом совместно с сердечником) или специальной немагнитной обоймой 4 и клином 5 [25]. Для плотного закрепления катушки в обойме под клин устанавливают изоляционные прокладки до тех пор, пока обойма, разжимаясь, не упрется в наконечник главного полюса. При такой конструкции витки обмотки добавочного полюса могут быть намотаны совместно с витками компенсационной обмотки, что, уменьшая число межкатушечных соединений, одновременно сужает возможности конструктора по выбору размеров провода катушек добавочных полюсов.

Намотку провода катушек в конструкции с обоймой в основном выполняют плашмя, на широкое ребро проводника b . При низкоопущенной катушке добавочного полюса появляется большее пространство для размещения катушки главного полюса b , которую можно выполнять без уменьшения сечения части витков катушки (без подреза).

Сердечники добавочных полюсов делают массивными или шихтованными. Последние обычно применяют в двигателях пульсирующего тока. Листы сердечника из электротехнической или листовой стали набирают на массивный стальной стержень 7 (см. рис. V.22, σ), в который ввинчивают болты 8, крепящие добавочный полюс к массивному остову 9 через немагнитную прокладку (второй зазор) 10. Болты 8 выполняют как из магнитной, так и из немагнитной стали. Так как болты имеют малое сечение по сравнению с сердечником, они очень быстро насыщаются, усложняя настройку коммутации, поэтому в большинстве случаев их делают немагнитными.

Для обеспечения линейности магнитной характеристики добавочного полюса необходимо обеспечить для двигателя без компенсационной обмотки $v \geq 1,3 \div 1,4$, для двигателя с компенсационной обмоткой $v \geq 1,2 \div 1,3$.

По выбранному значению v определяют предварительно число витков добавочного полюса $\omega_d = v\omega_a - \omega_{ко}$.

§ 21.3. Расчет м. д. с. и размеров добавочных полюсов. О применении ЭВМ при расчете коммутации

Расчет м. д. с. и размеров добавочных полюсов. Основная цель расчета — определение м. д. с. добавочного полюса, которая обеспечила бы равенство э. д. с. в коммутирующих секциях якоря $e_r = e_k$.

Коммутирующая э. д. с. $e_k = 2B_k l_a v_a \omega_c$, откуда требуемая средняя индукция в зоне коммутации

$$B_k = e_k / (2l_a v_a \omega_c). \quad (V.138)$$

Магнитный поток в зоне коммутации

$$\Phi_k = B_k l_a b_{ак}. \quad (V.139)$$

При выводе этих формул предполагаем, что длина сердечника добавочного полюса равна длине сердечника якоря l_a .

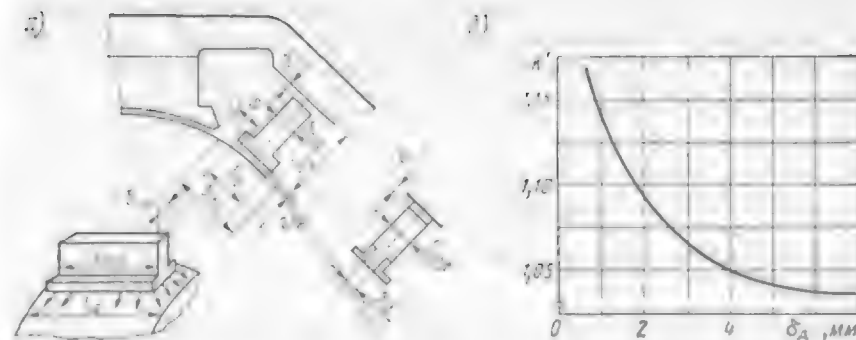


Рис. V.23. К расчету основных размеров добавочного полюса (а) и определению коэффициента K' (б)

Ширину наконечника добавочного полюса b_d (рис. V.23, а) намечают таким образом, чтобы его магнитный поток перекрывал всю зону коммутации. Обычно

$$b_d = b_{ак} - (2 \div 3) \delta_d, \quad (V.140)$$

где δ_d — зазор под добавочным полюсом, который делают равным или больше зазора под главным полюсом.

Из формул (V.135) и (V.136) можно определить требующуюся м. д. с. добавочного полюса F_d , если найти м. д. с. F_k . Так как м. д. с. F_k необходима для проведения магнитного потока добавочных полюсов по магнитной цепи, то

$$F_k = F_{\delta d} + F_{\delta j} + F_{mд} + F_{jд} + F_{ад} + F_{zд}. \quad (V.141)$$

В правой части выражения (V.141) записаны падения магнитных напряжений на участках магнитной цепи, по которым замыкается поток добавочного полюса: $F_{\delta d}$ и $F_{\delta j}$ — первого и второго воздушных зазоров; $F_{mд}$, $F_{jд}$, $F_{ад}$ и $F_{zд}$ — соответственно участков сердечника добавочного полюса, ярма остова, ярма якоря и зубцов якоря.

Поскольку в номинальном режиме магнитная цепь для потока добавочных полюсов выполняется ненасыщенной, можно пренебречь падениями магнитных напряжений в стали $F_{mд}$, $F_{jд}$, $F_{ад}$, $F_{zд}$ из-за их малости, т. е. с учетом выражений (V.134) и (V.136) можно написать

$$F_d = F_{\delta d} = F_{ко} = F_{\delta d} + F_{\delta j}. \quad (V.142)$$

Падение магнитного напряжения на первом зазоре, А,

$$F_{\delta d} = (1/\mu_0) B_k \delta_d K_{\delta d} K', \quad (V.143)$$

где $K_{\delta d}$ — коэффициент воздушного зазора под добавочным полюсом, учитывающий зубчатость якоря;

K' — коэффициент увеличения воздушного зазора, учитывающий неточность его выполнения из-за производственных допусков, определяемый по рис. V.23, б.

Коэффициент

$$K_{\delta d} = \frac{l_1 + 5\delta_d (1 + b_{z1}/b_n)}{b_{z1} + 5\delta_d (1 + b_{z1}/b_n)}. \quad (V.144)$$

Магнитный поток в зоне коммутации Φ_k не равен потоку в сердечнике добавочного полюса из-за рассеяния потока между сердечником добавочного полюса и остовом и сердечником главного полюса.

Магнитный поток в сердечнике добавочного полюса, Вб,

$$\Phi_{md} = \Phi_k + 0,82\Phi_{од}. \quad (V.145)$$

где 0,82 — коэффициент, учитывающий непостоянство рассеяния по высоте полюса;

$\Phi_{од}$ — поток рассеяния добавочного полюса:

$$\Phi_{од} = [F_{\delta d} + F_{aq} \left(1 - \frac{b_{ак}}{2\tau_a}\right) - F_{но}] \lambda_{од}. \quad (V.146)$$

где $\lambda_{од}$ — магнитная проводимость потока рассеяния между сердечником добавочного полюса и главным полюсом с остовом.

Для четырехполюсных двигателей обычно $\lambda_{од}$ определяется по упрощенной формуле [2]

$$\lambda_{од} = \mu_0 \frac{0,82 h_d}{S} \frac{l_a + l_{md}}{2}, \quad (V.147)$$

где h_d , S , l_a , l_{md} — в м.

Входящие в формулу (V.147) величины см. по рис. V.23, а.

При шестиполюсном исполнении двигателя, а иногда и при четырехполюсном применяют более точный способ определения $\lambda_{од}$ — с построением картины магнитного поля методом единичных трубок (см. § 3.2). На рис. V.24 изображены главный и добавочный полюсы и показаны вероятные пути замыкания силовых линий. Трубки поля имеют среднюю ширину a , длину b . Трубки, расположенные ближе к якору, охватывают полное число витков катушки, остальные трубки охватывают меньшее число витков, равное $\omega_d = \omega_d h / h_{кл}$ (здесь h — расстояние от торца катушки, расположенного ближе к остову, до средней линии рассматриваемой трубки; $h_{кл}$ — высота катушки).

По рис. V.24 коэффициенты удельной проводимости для потоков рассеяния:

между сердечниками главного и добавочного полюсов

$$\lambda_p = \frac{a_1}{b_1} + \frac{a_2}{b_2} \frac{h_2}{h_{кл}} + \frac{a_3}{b_3} \frac{h_3}{h_{кл}} + \frac{a_4}{b_4} \frac{h_4}{h_{кл}}; \quad (V.148)$$

между сердечником добавочного полюса и остовом

$$\lambda_{po} = \frac{a_5}{b_5} \frac{h_5}{h_{кл}}. \quad (V.149)$$

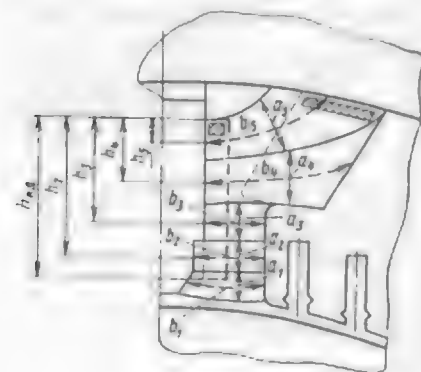


Рис. V.24. Потоки рассеяния в зоне добавочных полюсов

Умножая коэффициенты удельной проводимости на среднюю длину поверхностей рассеяния, получим полную магнитную проводимость потока рассеяния с двух сторон добавочного полюса, Гн,

$$\lambda_{од} = 2\mu_0 \left(\lambda_p \frac{l_{md} + b_{md} + l_m}{2} + \lambda_{po} \frac{l_{md} + l_j + b_{md}}{2} \right) = \lambda_{ор} + \lambda_{оро}. \quad (V.150)$$

где l_{md} — длина сердечника добавочного полюса, м;
 l_j — длина отливки остова, м;
 b_{md} — ширина сердечника добавочного полюса, м.

Коэффициент рассеяния добавочного полюса

$$\sigma_d = \Phi_{md} / \Phi_k. \quad (V.151)$$

Для некомпенсированных машин $\sigma_d = 3 \div 4$, для компенсированных $\sigma_d = 1,5 \div 2,5$. Меньшее значение σ_d для компенсированных машин относится к конструкции с расположением катушки добавочного полюса ближе к якору.

Чтобы магнитная цепь, по которой замыкается поток добавочных полюсов, была ненасыщена, необходимо выбрать сечение сердечника такое, чтобы магнитная индукция в нем при номинальном токе была

$$B_{md} \leq 0,6 \div 0,7 \text{ Тл}. \quad (V.152)$$

Учитывая, что насыщение стали наступает при 1,2—1,3 Тл, допускаемая перегрузка по току до двойного номинального тока, который является предельным в соответствии с ГОСТ 2582—81.

По выбранному значению B_{md} определим ширину сердечника добавочного полюса:

$$b_{md} = \Phi_{md} / (B_{md} l_{md} K_{сд}). \quad (V.153)$$

где Φ_{md} — магнитный поток в сердечнике добавочного полюса, определяемый по формуле (V.145), Вб;

$K_{сд}$ — коэффициент заполнения стальной сердечник добавочного полюса (при массивном сердечнике $K_{сд} = 1$; при шихтованном сердечнике с лакированными листами $K_{сд} = 0,94$; при шихтованном сердечнике с нелакированными листами $K_{сд} = 0,97$).

Длину сердечника добавочного полюса обычно принимают равной длине сердечника якоря ($l_{md} = l_a$).

Второй зазор обычно выполняют не менее 4—5 мм. Чем он больше, тем в большей мере соблюдается пропорциональность между током I_a и индукцией в зазоре B_k . Большой второй зазор целесообразен также с точки зрения улучшения коммутации в переходных режимах работы двигателя, так как он уменьшает размагничивающее действие вихревых токов на поток добавочного полюса.

По принятому значению γ предварительно выбрана м. д. с. добавочного полюса F_d . Поэтому можно определить падение м. д. с., A , во втором зазоре из уравнения (V.142)

$$F_{\delta j} = F_d - [F_{aq} (1 - b_{ак} / (2\tau_a)) - F_{но}] - F_{\delta d}. \quad (V.154)$$

Зная требуемую м. д. с. $F_{\delta j}$, можно из уравнения

$$F_{\delta j} = \frac{1}{\mu_0} B_{\delta j} \delta_j \quad (V.155)$$

определить второй зазор δ_j . С учетом «распушения» силовых линий получим

$$B_{\delta j} = B_{md} b_{md} / (b_{md} + 2\delta_j). \quad (V.156)$$

Решая совместно уравнения (V.155) и (V.156), находим, что второй зазор, м,

$$\delta_j = F_{\delta j} b_{md} / \left(\frac{1}{\mu_0} B_{md} b_{md} - 2F_{\delta j} \right). \quad (V.157)$$

Необходимо отметить, что уравнение (V.155) справедливо только при немагнитных болтах добавочного полюса. Применение немагнитных болтов более целесообразно, так как исчезают быстро насыщающиеся участки магнитной цепи. Однако если применены магнитные болты, то проводимость зазора магнитному потоку увеличивается и м. д. с. второго зазора может быть оценена по формуле [2]

$$F_{\delta j} = \frac{1,05}{\mu_0} B_{md} \delta_j \frac{b_{md}}{b_{md} + 2\delta_j} - \frac{0,4m_b d_b B_b}{l_{md} \lambda_j}, \quad (V.158)$$

$$\text{где } \lambda_j = \mu_0 \frac{b_{md} + 2\delta_j}{\delta_j} 0,95.$$

m_b — число болтов одного полюса;

d_b — диаметр болта, м;

B_b — индукция в болте (принимается $B_b = 2,5$ Тл).

Итак, окончательно м. д. с. добавочного полюса, А,

$$F_d = F_q \left(1 - \frac{b_{ан}}{2\tau_a} \right) - F_{ко} + F_{\delta d} + F_{\delta j}.$$

а число витков добавочного полюса

$$w_d = F_d / I_{аном}. \quad (V.159)$$

Для проверки допустимости выбранных магнитных индукций в сердечнике добавочного полюса и в теле остова рассчитывают магнитную характеристику добавочного полюса $B_k(I_a)$ до двукратного номинального тока якоря. В этом случае необходимо учитывать составляющие F_{md} и F_{jd} [см. формулу (V.141)], поэтому

$$F_d = F_{aq} \left(1 - \frac{b_{ан}}{2\tau_a} \right) - F_{ко} + F_{\delta d} + F_{\delta j} + F_{md} + F_{jd}, \quad (V.160)$$

отсюда ток намагничивания добавочного полюса, А,

$$I_{md} = \frac{F_{\delta d} + F_{\delta j} + F_{md} + F_{jd}}{w_d + w_{ко} - w_a' \left(1 - \frac{b_{ан}}{2\tau_a} \right)}. \quad (V.161)$$

Расчет осуществляют методом последовательных приближений. В качестве исходного принимают номинальное значение тока (точка А на рис. V.25), где магнитная цепь считается ненасыщенной. Соединяя прямой начало координат с этой точкой, продолжают эту прямую далее номинального тока. Задаваясь током I_1 , определяют по

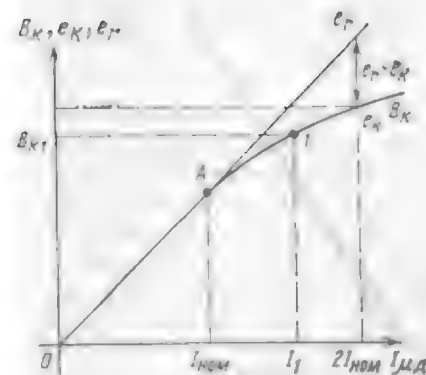


Рис. V.25. Влияние насыщения добавочных полюсов на нескомпенсированную э. д. с.

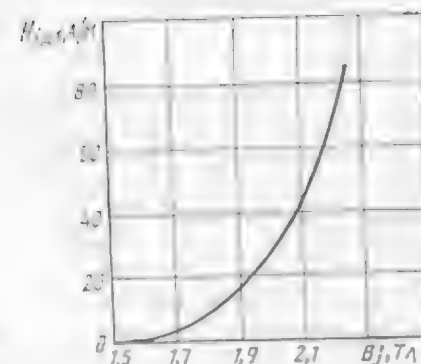


Рис. V.26. К учету насыщения ярма остова

прямой $B_k(I_{md})$ индукцию в зазоре B_{kj} . Для этой точки рассчитывают значения $F_{\delta d1}$ и $F_{\delta j1}$ по формулам (V.143), (V.155).

Падение магнитного напряжения в сердечнике добавочного полюса

$$F_{md1} = H_{md1} l_d.$$

где H_{md1} — напряженность магнитного поля, определенная по кривой намагничивания материала сердечника добавочного полюса для индукции B_{md1} , рассчитанной по формуле (V.153). При этом Φ_{md1} определяют по формулам (V.139), (V.145), (V.146).

Падение магнитного напряжения, А, в остова на длине l_j пути магнитного потока добавочного полюса

$$F_{jd1} = H_{jd1} l_j.$$

где H_{jd1} — напряженность, определяемая по рис. V.26 в зависимости от индукции в остова B_j от основного магнитного потока.

Если полученное после расчета в точке 1 (см. рис. V.25) значение тока больше (или меньше) принятого, то необходимо уменьшить (или увеличить) индукцию B_{kj} . Таким образом, по точкам строят всю кривую $B_k(I_{md})$. Эта кривая должна быть близка к прямой линии, чтобы обеспечить при различных нагрузках малую нескомпенсированную э. д. с. $\Delta e = e_r - e_k$. Если полученная кривая намагничивания значительно отклоняется от прямой линии (на 15–20 % при $2I_{ном}$), то необходимо принять меры по увеличению зазоров добавочного полюса или уменьшить индукцию B_j основного магнитного потока и затем уточнить расчетное число витков обмотки добавочного полюса.

После окончательного выбора числа витков обмотки добавочного полюса необходимо выбрать площадь сечения проводника и разместить катушку на сердечнике. Предварительно площадь сечения проводника можно выбрать по допустимой плотности тока, принимаемой обычно для класса нагревостойкости F или H в пределах $j_d = 4 \div 7$ А/мм², а

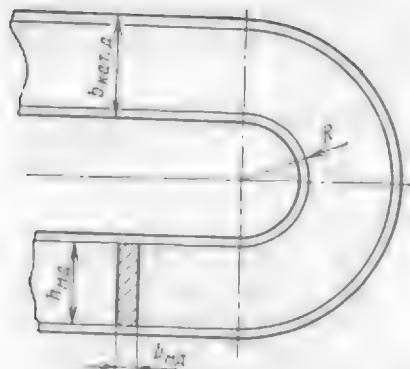


Рис. V.27 К расчету катушки добавочного полюса

для класса В — в пределах $j_d = 3 \div 4,5$ А/мм². Площадь сечения проводника добавочного полюса, мм²,

$$q_d = I_{\text{ном}} / j_d. \quad (\text{V.162})$$

По рассчитанному значению q_d и в соответствии с принятой конструкцией (см. рис. V.22) выбирают размеры проводника $h_{\text{нд}}$, $b_{\text{нд}}$ из неизолированной шинной меди МГМ (ГОСТ 434—78). При намотке на узкое ребро $b_{\text{нд}}$ для предотвращения растрескивания меди необходимо, чтобы радиус закругления по внутренней кромке меди (рис. V.27) был $R \geq 0,05b_{\text{нд}}^2/h_{\text{нд}}$.

Витковую изоляцию катушек добавочных полюсов выполняют в виде асбестовых прокладок толщиной 0,5 мм или $0,3 \cdot 2 = 0,6$ мм при намотке меди на узкое ребро. При намотке на широкое ребро (плашмя) используют ленту из электронита толщиной 0,5 мм.

Основную корпусную изоляцию выполняют намоткой ленты. Число слоев ленты на одну сторону определяют в зависимости от напряжения на изоляции (см. с. 211).

В качестве корпусной изоляции класса нагревостойкости F применяют ленту стеклослоднитовую ЛСЭК-5-СПл (ГОСТ 13184—78) толщиной 0,1—0,13 мм, класса Н — пленкостеклоткань полиимидную толщиной 0,1 мм или кремнийорганическую ленту ЛМКТТ толщиной 0,1—0,13 мм.

Покровную изоляцию выполняют стеклянной лентой (ГОСТ 5937—81) толщиной 0,1—0,2 мм, укладываемой одним слоем в половину ширины ленты или встык. Размеры катушки определяют суммированием слоев меди и изоляции. Если по высоте или ширине катушки при большом числе витков по этим размерам не производится подпрессовка, то необходимо умножить соответствующий размер на коэффициент «распушения», равный 1,06—1,08.

Если катушка устанавливается без обоймы и в немоноблочном исполнении (не пропитывается изоляционным компаундом совместно с сердечником), то необходимо предусмотреть по высоте полюса около 5 мм для установки пружинной рамки 4, прижимающей катушку к основанию (см. рис. V.22, а).

Предварительно, до вычерчивания детального чертежа катушки, определяют среднюю длину витка катушки добавочного полюса, м,

$$l_{\text{ср.д}} = 2l_{\text{нд}} + \pi(b_{\text{нд}} + b_{\text{кат.д}}), \quad (\text{V.163})$$

где $b_{\text{кат.д}}$ — ширина катушки добавочного полюса (см. рис. V.27), м.

Сопротивление цепи катушки добавочных полюсов при 20 °С, Ом,

$$r_{\text{д.20}} = 2\rho_{\text{ш.д}} l_{\text{ср.д}} / (57q_d), \quad (\text{V.164})$$

где $1/57$ — удельное сопротивление меди при 20 °С, Ом · мм²/м.

Масса меди обмотки добавочного полюса, кг

$$m_{\text{нд}} = 8,9 l_{\text{ср.д}} \omega_d \cdot 2\rho q_d \cdot 10^{-3}. \quad (\text{V.165})$$

На этом расчет добавочных полюсов заканчивается.

О применении ЭВМ при расчете коммутации. Использование ЭВМ для расчета коммутации позволяет более строго учесть многие факторы, которые раньше учитывались приближенно. Разработанная и применяемая в последние годы методика уточненного расчета коммутации на ЭВМ при проектировании тяговых двигателей [63, 64] имеет следующие особенности:

для любого момента времени принимается, что результирующее потокосцепление секций коммутирующей катушки равно нулю. Это должно обеспечить равенство $e_r = e_k$ и безыскровую коммутацию;

рассчитывают зависимость изменения магнитного потока через один зубец при прохождении им зоны коммутации. На основе этой зависимости, используя схему замещения обмотки якоря, определяют требующуюся закономерность изменения магнитной проводимости воздушного зазора между сердечником добавочного полюса и зубцом якоря, обеспечивающую $e_r = e_k$;

методом конечных разностей рассчитывают магнитное поле в зазоре, форму и размеры наконечника добавочного полюса, обеспечивающие требующуюся закономерность изменения проводимости воздушного зазора между наконечником и зубцом сердечника якоря;

методом конечных разностей рассчитывают магнитный поток рассеяния добавочного полюса, выбирают толщину немагнитной прокладки и уточняют число витков обмотки добавочного полюса. Настройка коммутации двигателей ускоряется при использовании такой методики в 2—3 раза.

Глава 22. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ, ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ

§ 22.1. Выбор размеров и формы воздушного зазора под главным полюсом

Зазор под главным полюсом является наиболее важным элементом магнитной цепи, так как от его размеров и формы в значительной мере зависят электрохимические характеристики тягового двигателя, превышение температуры обмоток якоря и компенсационной, число витков обмотки главных полюсов, потенциальные условия на коллекторе и др.

Предварительно размеры зазора могут быть приняты на основе опыта проектирования двигателей. Так, для двигателей без компенсационной обмотки эквивалентный зазор $\delta_a = (0,012 \div 0,015) D_a$; для двигателей с компенсационной обмоткой равномерный зазор $\delta_{\text{гп}} = (0,006 \div 0,008) D_a$.

Окончательно зазор может быть определен на основе следующих расчетов для тяговых двигателей, выполненных с компенсационной обмоткой и без нее.

Тяговый двигатель без компенсационной обмотки. В этом случае размеры и форму зазора выбирают таким образом, чтобы обеспечить допустимые потенциальные условия на коллекторе. Наиболее тяжелые потенциальные условия возникают при работе двигателей в режиме конструкционной скорости при наибольшем ослаблении возбуждения (при $\beta_{\min}$), когда поле якоря значительно искажает поле главных полюсов.

В § 2.4 показано, что использование мощности двигателя при конструкционной скорости локомотива характеризуется коэффициентом использования

$$K_{\Pi} = P_{v\max}/P_{\text{ном}} \approx \frac{I_{c\max}}{I_{\text{ном}}} = \frac{\beta_{\text{ном}} K_{\Pi\min}}{\beta_{\min} K_{\Pi} K_r} \frac{U_{\max}}{U_{\text{ном}}} \quad (\text{V.166})$$

При заданном требуемом значении K_{Π} для его обеспечения необходимо выбрать соответствующие значения $\beta_{\min}$ и K_{Π} , если считать, что $K_{\Pi\min} \approx 1$, $\beta_{\text{ном}} = 0,96 \div 0,98 = \text{const.}$, а также известно значение K_r . Значения $\beta_{\min}$ и K_{Π} зависят от зазора под главным полюсом.

Из формулы (V.166) найдем

$$K_{\Pi} = \frac{\beta_{\text{ном}} K_{\Pi\min} U_{\max}/U_{\text{ном}}}{\beta_{\min} K_r K_{\Pi}} \quad (\text{V.167})$$

но

$$K_{\Pi} = F_{\text{вном}}/F_{\delta\text{ном}} \quad (\text{V.168})$$

где $F_{\text{вном}}$, $F_{\delta\text{ном}}$ — соответственно м. д. с. главного полюса и падение м. д. с. в зазоре в номинальном режиме.

Приравняв правые части уравнений (V.167) и (V.168), получим

$$F_{\delta\text{ном}} = \frac{F_{\text{вном}} \beta_{\min} K_{\Pi} K_r}{\beta_{\text{ном}} K_{\Pi\min} U_{\max}/U_{\text{ном}}} \quad (\text{V.169})$$

Коэффициент устойчивости в наиболее напряженном режиме работы при $\beta_{\min}$ и конструкционной скорости электровоза $v_{\max}$

$$K_{\text{уст}} = \frac{\beta_{\min} F_{\text{вном}}}{\alpha_{\delta} F_{\text{агном}} \beta_{\text{ном}}} \quad (\text{V.170})$$

откуда

$$\beta_{\min} = \frac{K_{\text{уст}} \alpha_{\delta} F_{\text{агном}} \beta_{\text{ном}}}{F_{\text{вном}}} \quad (\text{V.171})$$

Подставив выражение (V.171) в (V.169), получим

$$F_{\delta\text{ном}} = \frac{K_{\text{уст}} K_{\Pi} K_r \alpha_{\delta} F_{\text{агном}}}{K_{\Pi\min} U_{\max}/U_{\text{ном}}} \quad (\text{V.172})$$

Если принять, что в выражении (V.172) $K_{\Pi\min} \approx 1$, $U_{\max} = U_{\text{ном}}$, то

$$F_{\delta\text{ном}} = K_{\text{уст}} K_{\Pi} K_r \alpha_{\delta} F_{\text{агном}} \quad (\text{V.173})$$

В выражении (V.173) неизвестным является лишь $K_{\text{уст}}$, так как K_{Π} и K_r заданы, а $F_{\text{агном}}$ определена ранее.

Коэффициент полного перекрытия

$$\alpha_{\delta} \leq [\tau_a - b_{\text{ак}} - (2,2 \div 2,6) t_1] / \tau_a \quad (\text{V.174})$$

[Принятое значение α_{δ} необходимо уточнить по максимальной э. д. с. от поля главных полюсов, возникающей в зоне коммутации по формуле (V.196).]

Коэффициент $K_{\text{уст}}$ определяют исходя из допустимых максимальных межламельных напряжений на коллекторе:

$$e_{\max} = 2pU\xi_{\max}/(\alpha_{\delta} K) = e_{\text{ср}} \xi_{\max}/\alpha_{\delta}$$

Из этого выражения максимальная допустимая степень искажения магнитного поля главных полюсов

$$\xi_{\max} = e_{\max} \alpha_{\delta} K / (2pU) \quad (\text{V.175})$$

По рис. 1.20 по значению $\xi_{\max}$ находят $K_{\text{уст}}$ и $\delta_{\text{к}}/\delta_0$, при этом стремятся, чтобы было $\delta_{\text{к}}/\delta_0 \leq 3$, а $K_{\text{уст}} \geq 0,8 \div 0,9$ (здесь δ_0 и $\delta_{\text{к}}$ — зазоры под центром и краем сердечника главного полюса)

Большие значения $\delta_{\text{к}}/\delta_0$ приводят к росту м. д. с. главных полюсов $F_{\text{в}}$, а значит, к увеличению массы двигателя. Чаще всего $\delta_{\text{к}}/\delta_0 = 2$.

После определения $K_{\text{уст}}$ может быть найдено значение $F_{\delta\text{ном}}$. Если коэффициент K_{Π} не задан, то для определения $F_{\delta\text{ном}}$ необходимо задать $K_{\text{уст}}$. Для этого по допустимому максимальному межламельному напряжению определяют допустимую степень искажения поля $\xi_{\max}$ по формуле (V.175). По рис. 1.20 по полученному значению $\xi_{\max}$, приняв $\delta_{\text{к}}/\delta_0 = 2 \div 3$, получим коэффициент $K_{\text{уст}}$, который в дальнейшем может уточняться.

По окончательному значению $K_{\text{уст}}$ из формулы (V.170) определяем $\beta_{\min}$ и затем $F_{\delta\text{ном}}$. Зная $F_{\delta\text{ном}}$, из формулы $F_{\delta\text{ном}} = B_{\delta} \delta_{\text{к}} K' / \mu_0 = 0,8 B_{\delta} \delta_{\text{к}} K'$ найдем эквивалентный зазор:

$$\delta_{\text{э}} = F_{\delta\text{ном}} \mu_0 / (B_{\delta} K') = F_{\delta\text{ном}} / (0,8 B_{\delta} K')$$

где B_{δ} — расчетная индукция в зазоре под главным полюсом, Тл. В значении зазора $\delta_{\text{э}}$ учтено зубчатое строение якоря и его неравномерность.

Из выражения (I.55') можно определить конструктивный зазор под центром сердечника главного полюса

$$\delta_0 = \delta_{\text{э}} / K_{\text{э}}$$

Тогда конструктивный зазор под краем сердечника главного полюса

$$\delta_{\text{к}} = \delta_0 \delta_{\text{к}}/\delta_0$$

Размеры $\delta_{\text{к}}$, δ_0 , $\delta_{\text{э}}$ определены при гладком сердечнике якоря.

С учетом зубчатого строения якоря конструктивный размер зазора $\delta_{0к}$ связан с расчетным δ_0 коэффициентом воздушного зазора $K_{\delta 0}$:

$$\delta_0 = K_{\delta 0} \delta_{0к},$$

где $K_{\delta 0} = (t_1 + 10\delta_{0к}) / (b_{z1} + 10\delta_{0к})$.

Тогда

$$\delta_0 = (t_1 + 10\delta_{0к}) \delta_{0к} / (b_{z1} + 10\delta_{0к}),$$

откуда

$$\delta_{0к} = \frac{t_1 - 10\delta_0}{20} \pm \sqrt{\left(\frac{t_1 - 10\delta_0}{20}\right)^2 + \frac{\delta_0 b_{z1}}{10}}. \quad (V.176)$$

Аналогичным образом могут быть найдены конструктивный размер зазора под краем полюса $\delta_{кк}$ и эффективный размер зазора $\delta_{\text{эпк}}$.
Окончательно магнитное напряжение воздушного зазора

$$F_{\delta \text{ ном}} = B_{\delta} \delta_{\text{эпк}} K_{\delta 0} K' / \mu_0, \quad (V.177)$$

где $K_{\delta 0} = (t_1 + 10\delta_{0к}) / (b_{z1} + 10\delta_{0к})$; K' — см. формулу (V.143).

Расчет м. д. с. F_{δ} значительно упрощается, если задаться зазорами δ_0 и $\delta_{кк}$, вычислить эффективное значение зазора под главным полюсом $\delta_{\text{эп}} \approx \delta_0 + (\delta_{кк} - \delta_0)/3$ и коэффициент воздушного зазора $K_{\delta} = (t_1 + 10\delta_{\text{эп}}) / (b_{z1} + 10\delta_{\text{эп}})$. После расчета м. д. с. $F_{\delta \text{ ном}}$ должно быть рассчитано максимальное межламельное напряжение e_{max} по выбранному отношению $\delta_{кк}/\delta_0$ и заданному значению β_{min} и сопоставлено с допустимым значением. Если значение e_{max} будет превышать допустимое, то необходимо изменить зазоры δ_0 , $\delta_{кк}$.

Тяговый двигатель с компенсационной обмоткой. Зазор под главным полюсом $\delta_{гп}$ двигателя с компенсационной обмоткой выполняется равномерным, что возможно в связи с тем, что магнитный поток якоря, искажающий поле главных полюсов, частично или полностью скомпенсирован потоком компенсационной обмотки. Зазор целесообразно выбирать минимальным, так как в этом случае число витков главного полюса, необходимое для создания требуемого потока, также минимально.

Однако при уменьшении зазора ухудшаются потенциальные условия на коллекторе; растут максимальные напряжения между пластинами коллектора; возрастает превышение температуры обмоток якоря и компенсационной; растут механические нагрузки на вал и подшипники двигателя из-за роста одностороннего магнитного тяжения, для снижения которого необходимо повышать точность сборки магнитной системы двигателя.

Потенциальные условия на коллекторе двигателя с компенсационной обмоткой определяются значением β_{min} , зазором $\delta_{гп}$ и степенью компенсации магнитного поля якоря полем компенсационной обмотки $v_{к0} = F_{к0} / (\alpha_{\delta} F_{\text{аг}} a_{к0})$. Максимальная степень искажения поля главных полюсов при β_{min} для двигателя с компенсационной обмоткой

$$\xi_{\text{max}} = 1 + \left| \frac{\alpha_{\delta} F_{\text{аг}} - F_{к0}}{\Sigma F_{z1/2} + F_{\text{а}} + F_{\delta} + F_{zк0}} \frac{\beta_{\text{ном}}}{\beta_{\text{min}}} \right|, \quad (V.178)$$

где $\Sigma F_{z1/2}$ — магнитное напряжение участков клина и основного тела зубца якоря;

$F_{\text{а}}$ — магнитное напряжение ярма якоря;

F_{δ} — магнитное напряжение воздушного зазора под главным полюсом;

$F_{zк0}$ — магнитное напряжение зубцов главного полюса.

Второе слагаемое в формуле (V.178) представляет собой значение, обратное коэффициенту устойчивости. Поэтому можно записать выражение для минимального коэффициента устойчивости двигателя с компенсационной обмоткой

$$K_{y \text{ min}} = \left| \frac{\Sigma F_{z1/2} + F_{\text{а}} + F_{\delta} + F_{zк0}}{\alpha_{\delta} F_{\text{аг}} - F_{к0}} \frac{\beta_{\text{min}}}{\beta_{\text{ном}}} \right|,$$

т. е. $\xi_{\text{max}} = 1 + 1/K_{y \text{ min}}$.

Приближенно можно считать, что максимальное напряжение между пластинами коллектора

$$e_{\text{max}} = \xi_{\text{max}} \frac{e_{\text{ср}}}{\alpha_{\delta}} = \xi_{\text{max}} 2pU / (K\alpha_{\delta}).$$

Если принять для наибольшего напряжения на коллекторе $e_{\text{ср}} = 18 \div 20$ В, $\alpha_{\delta} = 0,7$, а максимально допустимое напряжение между пластинами коллектора $e_{\text{max}} = 35$ В, то допустимо $\xi_{\text{max}} \leq 1,25 \div 1,35$.

При выборе значения зазора $\delta_{гп}$ необходимо придерживаться этого ограничения. Однако окончательное значение принятого зазора должно быть проверено по допустимому напряжению между пластинами коллектора на сбегавшем и набегавшем краях щеток по формуле (V.81).

Чем ближе выражение $\alpha_{\delta} F_{\text{аг}} - F_{к0}$ к нулю, тем меньший зазор $\delta_{гп}$ может быть допущен по потенциальным условиям на коллекторе, т. е. необходимо стремиться к $v_{к0} = 1$. Добиться этого можно изменением числа витков компенсационной обмотки и обмотки якоря, а также изменением коэффициента полюсного перекрытия α_{δ} , выбор последнего необходимо выполнять с учетом ограничения (V.174).

Необходимо отметить, что снизить максимальное напряжение между пластинами коллектора можно увеличением магнитного насыщения участков сердечника главного полюса, по которым замыкается поток якоря. Однако это затрудняет проведение основного потока машины из-за роста магнитного сопротивления.

Выбранное значение зазора должно быть проверено на допустимость по превышению температуры обмотки якоря и компенсационной обмотки и по механическим факторам. При значительном уменьшении зазора необходимо повышать точность сборки двигателя, чтобы исключить касание сердечника якоря о детали остова.

Обычно зазор $\delta_{гп}$ выбирают для двигателей с открытыми пазами компенсационной обмотки равным 4—5 мм. При закрытых пазах компенсационной обмотки или креплении обмотки магнитными или магнитодиэлектрическими клиньями зазор можно принять равным 3—4 мм.

Для тяговых двигателей с компенсационной обмоткой упрощенный расчет м. д. с. $F_{\delta \text{ ном}}$ также может быть выполнен, если задаться значением зазора $\delta_{гп}$ и вычислить коэффициенты воздушного зазора с

учетом зубчатости якоря ($K_{\delta a}$) и зубчатости сердечника главного полюса ($K_{\delta ko}$). Рядом расчетных проб с изменением зазора можно подобрать зазор, которому будет соответствовать межламельное напряжение c_{max} , не превышающее допустимое значение.

Рассмотрим еще один способ определения $\delta_{гп}$.

Для тягового двигателя без компенсационной обмотки магнитное напряжение воздушного зазора $F_{\delta ном}$, обеспечивающее требуемые характеристики электроваза, определяют по формуле (V.173).

Для двигателя с компенсационной обмоткой

$$F_{\delta ном} = K_y \min K_n K_r (\alpha_T \omega'_a - \omega_{ko}) I_{a ном}.$$

где $I_{a ном}$ — номинальное значение тока якоря.

Значение коэффициента устойчивости $K_y \min$ при конструкционной скорости электроваза v_{max} и минимальном коэффициенте ослабления возбуждения главных полюсов β_{min} , обеспечивающее допустимые потенциальные условия на коллекторе, должно быть

$$K_y \min > 3 \div 4.$$

Зная $F_{\delta ном}$ из формулы $F_{\delta ном} = \frac{1}{\mu_0} B_{\delta} \delta_a K'$ можно определить эквивалентный зазор под главным полюсом $\delta_{гп}$, затем конструктивный зазор $\delta_{гп} = \delta_{гп} / (K_{\delta ko} K_{\delta a})$ (здесь $K_{\delta ko}$, $K_{\delta a}$ — соответственно коэффициенты воздушного зазора, учитывающие зубчатость сердечников главного полюса и якоря).

Как видим, наименьший зазор $\delta_{гп}$, допустимый по потенциальным условиям, будет при наименьшем значении выражения $(\alpha_T \omega'_a - \omega_{ko})$. Выбранный по потенциальным условиям зазор $\delta_{гп}$ должен быть проверен на допустимость по превышению температуры якорной и компенсационной обмоток.

Уменьшение зазора приводит к уменьшению коэффициента использования двигателя при $K_r = \text{const}$ (см. формулу (I.19)): $K_n = 1/(\beta_{min} K_r)$.

$K_n(K_r)$ из-за роста коэффициента насыщения двигателя K_n , поэтому, если сохранить β_{min} таким же, как в некомпенсированных машинах, то ухудшится использование мощности машины при конструкционной скорости локомотива. Однако при наличии компенсационной обмотки можно принимать меньшие значения коэффициента $\beta_{min} = 0,2 \div 0,3$ вместо $0,4 - 0,5$ для машины без компенсационной обмотки. Это позволяет иметь значение K_n выше в компенсированных двигателях, а значит, лучше использовать мощность при больших скоростях локомотива в соответствии с (V.166).

§ 22.2. Построение эскиза магнитной цепи

Построение эскиза магнитной цепи является необходимым и важным этапом расчета тягового двигателя. По эскизу магнитной цепи определяют число и форму ее участков, уточняют взаимное расположение узлов машины. Магнитную цепь разбивают на шесть участков: сердечник якоря, зубцовый слой якоря, воздушный зазор, сердечник главного полюса, зубцовый слой компенсационной обмотки и остов.

Кроме того, зубцовый слой якоря при $b_{z1} \leq 10 \div 13$ мм разбивают на участок основного тела зубца и участок зубца с вырезом под клин. Остов разбивают дополнительно на участок между полюсами и участок выхода потока из главного полюса.

Целью магнитного расчета является определение размеров участков магнитной цепи, не установленных к началу расчета, и м. д. с. главного полюса F_n , требующейся для проведения магнитного потока:

$$\Phi = F_n \left/ \sum_i R_{mi} - F_n \right/ \sum_i \frac{L_i}{S_i \mu_i}, \quad (V.178')$$

где R_{mi} — магнитное сопротивление i -го участка магнитной цепи;

L_i — длина участка; м;

S_i — площадь поперечного сечения участка, м²;

μ_i — магнитная проницаемость материала i -го участка, Гн/м.

Из уравнения (V.178') следует

$$F_n \Phi \sum_i \frac{L_i}{\mu_i S_i} = \sum_i \frac{\Phi L_i}{\mu_i S_i} = \sum_i \frac{B_i}{\mu_i} L_i = \sum_i H_i L_i, \quad (V.179)$$

где $B_i = \Phi / S_i$; $B_i = \mu_i H_i$.

Таким образом, для определения F_n необходимо знать напряженность магнитного поля каждого участка H_i и длину средней магнитной силовой линии каждого участка L_i .

Согласно выражению (V.179) м. д. с. F_n можно рассчитать в том случае, если участки магнитной цепи однородные и их магнитные проводимости постоянны. Тогда для каждого участка будет характерно постоянное значение H_i и L_i . В электрических машинах и в тяговых двигателях, в частности, имеются явно неоднородные участки (например, воздушный зазор и зубцы якоря). Для выполнения расчетов неоднородные участки заменяют эквивалентными однородными, выражая магнитное напряжение участка как $F_i = H_{i\phi} L_{i\phi}$ (здесь $H_{i\phi}$ — эквивалентная напряженность участка; $L_{i\phi}$ — эквивалентная длина участка). Так, воздушный неравномерный зазор заменяют эквивалентным равномерным и неодинаковую индукцию в зазоре заменяют одинаковой расчетной. Зубец разного сечения заменяют зубцом одинакового по высоте сечения с одним значением индукции и напряженности.

Возможны разные варианты магнитных цепей. На рис. V.28, а, для примера, показана магнитная цепь четырехполюсной машины с восьмигранным остовом, на рис. V.28, б — магнитная цепь шестиполюсной машины с круглым остовом и компенсационной обмоткой.

Рассмотрим порядок построения эскиза магнитной цепи по элементам.

Сердечник якоря. Первым на бумагу наносят внешний диаметр сердечника якоря D_n и зубцовый слой по известным размерам паза $b_n \times h_n$ и числу зубцов Z . Затем определяют высоту сечения ярма якоря (см. рис. V.28)

$$h_a = \frac{\Phi}{2K_{a1} l_a B_a} + \frac{2}{3} \pi_k d_n, \quad (V.180)$$

где K_{ca} — коэффициент заполнения стальной сердечника якоря (обычно $K_{ca} = 0,94$ при толщине изоляционного покрытия на две стороны $0,024-0,028$ мм и $K_{ca} = 0,97$ при толщине $0,01$ мм);
 B_a — индукция в сердечнике якоря ($B_a = 1,4 \div 1,5$ Тл при $2p = 4$; $B_a = 1,2 \div 1,4$ Тл при $2p = 6$).

Чем больше частота перемагничивания сердечника якоря $f = \pi n_{\text{ном}}/60$, тем меньше значение индукции B_a необходимо выбрать. Индукцию B_a нельзя допускать выше 1,4—1,5 Тл по условиям обеспечения надежной коммутации для уменьшения насыщения магнитной цепи добавочного полюса, так как поток добавочного полюса замыкается по ярму якоря совместно с потоком главного полюса.

В формуле (V.180) число рядов вентиляционных каналов обычно $n_k = 1 \div 3$.

Каналы выполняют чаще всего круглыми, диаметром $d_n = 20 \div 30$ мм. Расстояние между их осями должно быть не менее $(2 \div 2,5) d_n$.

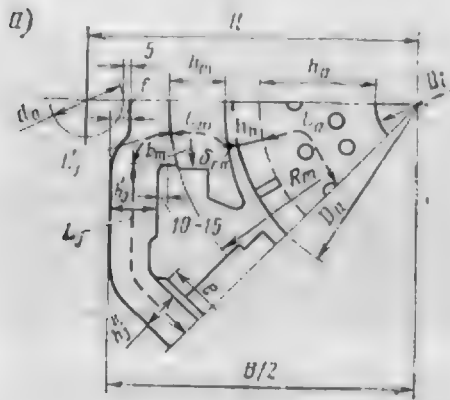
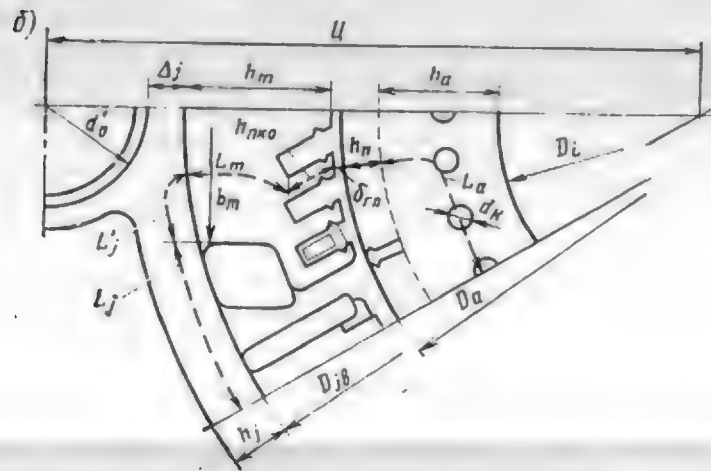


Рис. V.28. Эскизы магнитной цепи тягового двигателя при отсутствии (а) и наличии (б) компенсационной обмотки



Внутренний диаметр, м, сердечника якоря $D_i = D_a - 2(h_a + h_n)$ является также внешним диаметром втулки якоря. Толщина втулки (односторонняя)

$$l_{\text{HT}} = (D_l - d_{\text{B}}) / 2 > 15 \div 20 \text{ mm},$$

где d_n — диаметр вала якоря, на который насажена втулка, мм. Он может быть определен по формуле [1]: при односторонней передаче $d_n =$

$$= (160 \div 200) \sqrt[3]{P_{\text{ном}}/n_{\text{ном}}}, \text{ при двусторонней } d_n = (160 \div 200) \times \\ \times \sqrt[3]{1,25 P_{\text{ном}}/n_{\text{ном}}}.$$

Воздушный зазор под главным полюсом ориентировочно может быть выбран по формуле, приведенной на с. 245.

Остов двигателя. После того как намечена конструкция якоря, необходимо перейти к вычерчиванию остова, обеспечив для размещения главных полюсов наибольшее пространство. Для этого следует выбрать максимально допустимое значение внутреннего диаметра остова $D_{jв}$. При выбранной централи C и круглом остове

$$D_{jB} < 2U - (d'_0 + 2\Delta_j), \quad (V.181)$$

где d'_0 — диаметр расточки под вкладыш моторно-осевого подшипника (d'_0 — 235 мм);

Δj — толщина отливки остова в месте расположения моторно-осевого подшипника (обычно $\Delta j \geq 12 \div 15$ мм).

Расчетная длина отливки остова в осевом направлении может быть определена вычерчиванием эскиза продольного разреза двигателя с учетом ограничения по расстоянию между ребрами колес. Предварительно можно принять

$$l_f = l_a + 0,3D_a. \quad (V.182)$$

Индукция в остоле для уменьшения насыщения цепи добавочных полюсов должна быть $B_j \leq 1,4$ Тл. При этом площадь сечения ярма остова

$$S_f = \sigma_m \Phi / (2B_f), \quad (V.183)$$

где σ_m — коэффициент рассеяния потока главных полюсов (обычно $\sigma_m = 1,2 \div 1,25$ для двигателя с компенсационной обмоткой; $\sigma_m = 1,1 \div 1,15$ для двигателя без компенсационной обмотки).

Радиальная толщина остова

$$h_j = S_j / l_j. \quad (\text{V.184})$$

Наружный диаметр остова

$$D_{jH} = D_{jB} + 2h_j. \quad (V.185)$$

Нижняя точка наружного диаметра остова $D_{\text{н}}$ должна отстоять от головки рельса не менее чем на 150 мм. Если это условие не удовлетворяется, то осевую линию вала поднимают над осевой линией колесной пары на расстояние $l = 50 \div 200$ мм.

Как отмечено ранее, при расчете остова делят на два участка: ярмо остова с длиной средней силовой магнитной линии L_j и выход с длиной линии L'_j , причем

$$L'_j = b_m / 2, \quad (V.186)$$

где b_m — ширина сердечника главного полюса.

Для восьмигранного остова наибольшая ширина остова B (см. рис. V.28, а)

$$B \leq 2\zeta - d_0 + 2f - 10, \quad (V.187)$$

где $f = 15 \div 25$ мм — подрез остова в месте расположения моторно-осевых подшипников.

Размер B должен быть проверен по ограничению

$$B \leq 2(D_{\text{мк}} + 2 + t - c),$$

где $c = 150$ мм — расстояние между нижней точкой остова и головкой рельса.

Длина магнитопровода принимается наименьшей из значений [3]: $l_j = l_a + 0,8\tau_a$; $l_j = 2,3 l_a$.

Затем по формуле (V.183) находят площадь сечения S_j и, учитывая, что $B_j \leq 1,4$ Тл, по формуле (V.184) определяют h_j .

Толщину остова h'_j в месте расположения главных полюсов (с учетом потока рассеяния этих полюсов) делают больше, чем в месте расположения добавочных полюсов (h'_j), т. е. $h'_j = 1,1h_j$; $h'_j = 0,9h_j$.

Высота приливов остова под главные полюса $h_m = 10 \div 15$ мм. Ширина этих приливов b'_m должна быть на 4—6 мм меньше ширины сердечника b_m при отсутствии обработки боковых сторон и на 1—2 мм — при наличии обработки.

Радиус обработки приливов $R_m = B/2 - h'_j = (10 \div 15)$.

Грани остова, на которых крепят добавочные полюсы, выбирают из условия $e = (0,14 \div 0,15) B$.

Главные полюсы. Для двигателя с компенсационной обмоткой очертания наконечника сердечника главного полюса установлены в § 20.2. Для двигателя без компенсационной обмотки дугу поверхности сердечника полюса, обращенную к якорю, чертят в соответствии с типом воздушного зазора и полюсным перекрытием.

Ширину сердечника полюса определяют следующим образом. Так как индукция в сердечнике главного полюса $B_m = 1,4 \div 1,7$ Тл, то площадь сечения сердечника

$$S_m = \sigma_m \Phi / B_m. \quad (V.188)$$

Площадь сечения сердечника можно найти как

$$S_m = b_m l_m K_{cm} K_{adm}, \quad (V.189)$$

где l_m — длина сердечника [обычно $l_m = l_a + (10 \div 15)$ мм]; K_{cm} — коэффициент заполнения сталью сердечника главного полюса ($K_{cm} = 0,97$ для полюсов из нелакированных листов; $K_{cm} = 0,94 \div 0,97$ для лакированных листов); K_{adm} — коэффициент подреза углов сердечника главного полюса (ориентировочно $K_{adm} = 0,9 \div 1$). Значение K_{adm} уточняют при детальном вычерчивании совместно сердечника и катушки главного полюса.

Из выражения (V.189) ширина сердечника

$$b_m = S_m / (l_m K_{cm} K_{adm}). \quad (V.190)$$

Чтобы катушка главного полюса не касалась сердечника якоря, принимают $\Delta = 4 \div 5$ мм (рис. V.29).

Ширина опорной полочки для катушки главного полюса

$$b_{оп} \geq 15 \div 20 \text{ мм.}$$

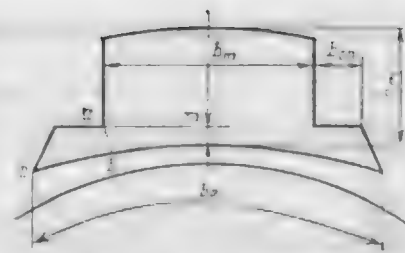


Рис. V.29. Геометрия сердечника главного полюса

Индукция в роге сердечника главного полюса

$$B_{\text{рога}} \leq 2 \div 2,2 \text{ Тл.} \quad (V.191)$$

Учитывая, что $B_\delta \approx 1,0$ Тл и соотношение $B_{\text{рога}} = \frac{bc}{ab} B_\delta$, получим $bc \leq 2ab$.

Для двигателей с компенсационной обмоткой правильность выбора размеров наконечника сердечника главного полюса проверяют и по данным § 3.4.

Таким образом строят предварительный эскиз магнитной цепи и размещают катушки главных и добавочных полюсов, расстояние между которыми должно быть не менее 8—10 мм.

§ 22.3. Расчет м. д. с. главного полюса

После выбора размеров участков магнитной цепи рассчитывают м. д. с. главных полюсов по формуле (V.179). В соответствии со значениями индукций по таблицам и кривым намагничивания (см. приложения 9 и 10) находят значения напряженности на отдельных участках.

Некоторые отличия расчета магнитной цепи тяговых двигателей от расчета общепромышленных электрических машин [60] изложены ниже.

1. Магнитное напряжение зубцового слоя якоря при $b_{z1} \leq 10 \div 13$ мм рассчитывают по двум участкам: клина и основного тела зубца. Расчет выполняют по магнитной индукции, определенной на высоте $1/3$ от основания каждого участка (см. рис. I.12, б).

Поток главных полюсов на участке зубцового слоя якоря проходит как по зубцам, так и частично по пазам, что учитывают использованием кривых намагничивания электротехнических сталей, построенных специально для этого участка.

Отвешление потока в паз зависит от насыщения зубцового слоя и от соотношения размеров зубца и паза, что определяется коэффициентом формы зубца якоря [3]:

$$K_z = t_{z1/3} / (K_{ca} b_{z1/3}) - 1. \quad (V.192)$$

где $t_{z1/3}$, $b_{z1/3}$ — шаг по зубцам и ширина зубца якоря на высоте $1/3$ от основания зубца.

При $K_z \leq 1$ можно пользоваться одной усредненной кривой намагничивания стали зубцового слоя [2] (см. приложение 9). При $K_z \geq 1$ необходимо пользоваться семейством кривых намагничивания сталей, построенных для различных значений $K_z = 0 \div 3$.

Напряженность поля для найденного K_z находят по индукции

$$B_{z1/3} = \Phi / S_{z1/3}, \quad (V.193)$$

где $S_{z1/3}$ — площадь сечения зубцового слоя якоря на высоте $1/3$ от основания.

В выражении (V.193)

$$S_{z1/3} = b_{z1/3} Z \alpha_\delta I_a K_{ca} / (2p). \quad (V.194)$$

2. Коэффициент полюсного перекрытия α_δ выбирают по формулам (V.6) и (V.8), из условия

$$\alpha_\delta \leq [\tau_a - b_{зк} - (2,2 \div 2,6) t_1] / \tau_a. \quad (V.195)$$

Значение α_δ должно быть уточнено по максимальной э. д. с. от поля главных полюсов, возникающей в зоне коммутации [68],

$$e_{гмакс} = e_{ер} \frac{a}{p} \frac{0,7 K_{z1}}{\alpha_\delta \left\{ 1 + 0,75 \frac{\tau_a}{\delta_{гп}} \left[1 - \frac{b_{зк}}{\tau_a (1 - \alpha_\delta)} \right] (1 - \alpha_\delta) \right\}} \leq 3 \div 3,2 \text{ В}, \quad (V.196)$$

где K_{z1} — коэффициент, учитывающий насыщение зубцового слоя: $K_{z1} = (\Sigma F_{z1/3} + F_\delta) / F_\delta$;

$\delta_{гп}$ — зазор под главным полюсом, равный δ_δ в двигателе без компенсационной обмотки;

$\Sigma F_{z1/3}$, F_δ — м. д. с., требующиеся для проведения магнитного потока через зубцы якоря, и зазор под главным полюсом.

Зазор $\delta_{гп}$ должен быть уточнен по рекомендациям § 22.1.

3. Ярмо остова разделяют на два участка: основной и выхода с длиной силовой линии L_j' , индукция на котором

$$B_j' = \sigma_m \Phi / [2h_j (l_m + b_m)]. \quad (V.197)$$

4. Размагничивающее действие потока якоря на основное поле определяют для некомпенсированного двигателя следующим способом [2]. В зависимости от отношения F_{aq} / F_μ и индукции в зубцах якоря $B_{z1/3}$ по кривой, представленной на рис. V.30, находят коэффициент размагничивания K_{pa} .

М. д. с., на которую необходимо увеличить м. д. с. главных полюсов, чтобы компенсировать размагничивающее действие потока якоря,

$$F_{aq}'' = K_{pa} F_{aq}. \quad (V.198)$$

где $F_{aq} = A \tau_a / 2$, А.

Значения F_{aq} и $B_{z1/3}$ известны, м. д. с. F_μ можно найти, предварительно приняв $K_{pa} = (0,12 \div 0,15)$, т. е.

$$F_\mu = F_\mu + K_{pa} F_{aq} = F_\mu + (0,12 \div 0,15) F_{aq}. \quad (V.199)$$

где F_μ — м. д. с. главного полюса без учета размагничивающего действия поперечного поля якоря.

По найденному таким образом значению F_μ уточняют $B_{z1/3}$, K_{pa} и определяют окончательно м. д. с. F_μ .

При наличии компенсационной обмотки принимают

$$F_{aq}'' = (0,035 \div 0,05) F_{aq}. \quad (V.200)$$

Результаты расчета магнитной цепи сведены в табл. V.3.

Таблица V.3. Результаты расчета магнитной цепи

Номер и наименование участка	Магнитный поток, Вб	Площадь сечения, см^2	Длина, м	Индукция, Тл	Напряженность, А/м	М. д. с. участка, А
1. Зубцы якоря (клин)	Φ	$S_{zk1/3}$	$h_{кл}$	$B_{zk1/3}$	$H_{zk1/3}$	$F_{zk1/3}$
2. Зубцы якоря (основание)	Φ	$S_{z1/3}$	$h_n - h_{кл}$	$B_{z1/3}$	$H_{z1/3}$	$F_{z1/3}$
3. Сердечник якоря	$0,5\Phi$	S_a	L_a	B_a	H_a	F_a
4. Зубцовый слой полюса	$\sigma_{ко}\Phi$	$S_{zко}$	$h_{зко}$	$B_{zко}$	$H_{zко}$	$F_{zко}$
5. Сердечник полюса	$\sigma_m\Phi$	S_m	L_m	B_m	H_m	F_m
6. Переход ярмо-полюс (выход)	$\sigma_m\Phi$	S_j'	L_j'	B_j'	H_j'	F_j'
7. Остов	$0,5\sigma_m\Phi$	S_j	L_j	B_j	H_j	F_j
8. Воздушный зазор	Φ	S_δ	$\delta_{гп}$	B_δ	—	F_δ

$$\Sigma F_i = F_\mu$$

М. д. с. главных полюсов при нагрузке $F_\mu = F_\mu + F_{aq}''$.

§ 22.4. Расчет катушки главного полюса

Требуемое число витков катушки главного полюса

$$\omega_\mu = F_\mu / (\beta_{ном} I_{аном}). \quad (V.201)$$

где $\beta_{ном}$ — номинальный коэффициент возбуждения (при постоянном токе $\beta_{ном} = 1$, при пульсирующем токе $\beta_{ном} = 0,96 \div 0,98$).

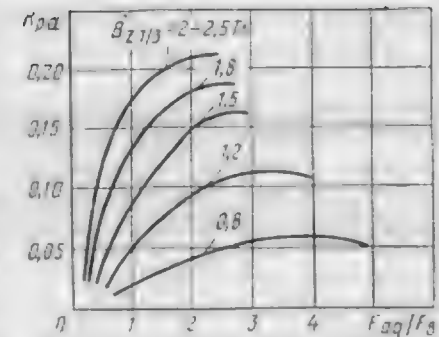


Рис. V.30. Зависимость коэффициента размагничивания от отношения м. д. с. F_{aq} / F_μ

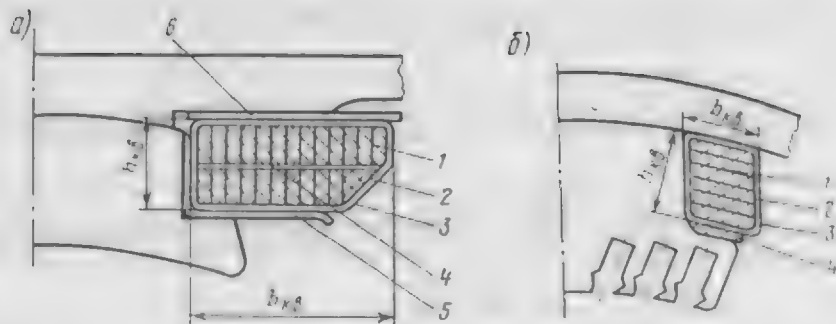


Рис. V.31. Конструкции катушек главного полюса при отсутствии (а) и наличии (б) компенсационной обмотки

Полученное значение w_n округляют до ближайшего большего целого числа.

Плотность тока в проводниках катушки главного полюса предварительно принимают $j_n = 4 \text{ А/мм}^2$. Окончательно ее уточняют при тепловом расчете катушки. Задавшись плотностью тока j_n , определяют площадь поперечного сечения проводника катушки, мм^2 ,

$$q_n = \beta_{ном} I_{аном} / (a_n j_n),$$

где a_n — число параллельных ветвей обмотки (у тяговых двигателей $a_n = 1$).

Катушку главных полюсов при числе витков 30—40 наматывают «плашмя» в два слоя (рис. V.31, а); при числе витков 18—25 возможна намотка в один слой; при числе витков 8—15, особенно при круглом исполнении остова, катушку наматывают «на ребро» (рис. V.31, б).

Для размещения катушки в ограниченном пространстве при намотке «на ребро» делают подрез ее угла (см. рис. II.1, б), что увеличивает трудоемкость изготовления катушки, поэтому в последние годы стремятся выполнять катушку без подреза.

При намотке «плашмя» и двухслойном исполнении ширина катушки (см. рис. V.31, а) равна сумме толщин медных витков и изоляционных прокладок между витками и двойной толщине внешней изоляции. Ширина катушки $b_{кв}$ из-за неплотности намотки должна быть увеличена на 6—8 %. Высота катушки $h_{кв}$ равна сумме двойной высоты меди, толщине прокладок между слоями (2 мм), выступанию междувитковой изоляции (1 мм) и двойной толщине внешней изоляции.

При однослойной намотке «плашмя» высота катушки уменьшается на высоту одного витка меди и толщину прокладки между слоями (2 мм).

При намотке «на ребро» (см. рис. V.31, б) и круглом остове высота катушки равна сумме толщин всех витков и междувитковой изоляции, увеличенной на 2—3 % из-за «распухания» и наличия выравнивающих прокладок, и двух толщин внешней изоляции. Ширина катушки равна сумме ширины меди с учетом выступания на 0,5 мм междувитковой изоляции и двух толщин внешней изоляции.

Для закрепления катушки предусматривают стальные фланцы 5 (см. рис. V.31, а) и стальные пружинные рамки 4 (см. рис. V.31, б), а также стальные прокладки 6 (см. рис. V.31, а).

Внешнюю изоляцию катушки класса нагревостойкости Н выполняют из микаленты ЛМК-ТТ толщиной 0,13 мм, накладываемой в половину ширины ленты (корпусная изоляция 2), и из стеклотенты ЛЭС толщиной 0,1—0,2 мм в один слой в половину ширины ленты (покровная изоляция 3). Междувитковая изоляция 1 представляет собой асбестовую бумагу толщиной 0,6 мм.

Изоляция катушек по классу нагревостойкости F выполняется по типу «Монолит-2». В этом случае для корпусной изоляции применяют стеклотенту толщиной 0,13 мм, для покровной — стеклотенту толщиной 0,13 мм — один слой в половину ширины ленты, для витковой — асбест толщиной 0,6 мм.

При моноблочном исполнении (класс нагревостойкости F), когда катушка пропитывается совместно со вставленным в нее сердечником, стальные прокладки и пружинные рамки не ставятся.

Число слоев корпусной изоляции выбирают в соответствии с данными, приведенными на с. 211.

Средняя длина витка катушки с намоткой «на ребро» [3], м,

$$l_{вср} = 2[(l_m + 0,02) + (b_m + 0,01)] + \pi b_{мв}. \quad (V.202)$$

где l_m, b_m — длина и ширина сердечника главного полюса, м;
 $b_{мв}$ — ширина меди, м.

Сопротивление обмотки возбуждения при 20 °С, Ом,

$$r_{н, 20} = 2\rho_w l_{вср} / (57q_n K_{под.в} a_n^2), \quad (V.203)$$

где $K_{под.в}$ — коэффициент уменьшения сечения меди от подреза угла катушки $K_{под.в} = 1$, если высота подреза меньше $\frac{1}{3}$ высоты катушки; $K_{под.в} = 0,95$, если подрез составляет половину высоты катушки и более).

Масса катушек главных полюсов без подреза, кг,

$$m_{мв} = 8,9 \cdot 2\rho l_{вср} w_n q_n \cdot 10^{-3}. \quad (V.204)$$

В выражении (V.204) число 8,9 — плотность меди, г/см³.

§ 22.5. Расчет электромеханических характеристик

Порядок расчета. Основой для расчета электромеханических характеристик электрической машины является магнитная характеристика $\Phi (F_\mu)$. По этой характеристике, учитывая размагничивающее действие потока якоря на основной поток машины Φ , строят скоростную и нагрузочную характеристики. Затем рассчитывают все составляющие потерь тягового двигателя при различных токах якоря и постоянном напряжении и находят характеристику к. п. д.

Зная к. п. д. и частоту вращения якоря при различных токах якоря и считая напряжение на двигателе неизменным, определяют характеристику вращающего момента.

Магнитную характеристику тягового двигателя строят различными способами. Можно использовать, в частности, универсальную магнитную характеристику с помощью которой могут быть построены все характеристики машины, если известен коэффициент насыщения двигателя в номинальном режиме [69].

Расчет скоростных характеристик. Если коэффициенты насыщения $K_n = F_\mu / F_\delta$ двух тяговых двигателей равны, то их магнитные характеристики, построенные в относительных единицах, по отношению к номинальным величинам совпадают (рис. V.32). Используя универсальную магнитную характеристику и полученные значения в номинальном режиме м. д. с. главного полюса F_n , м. д. с. зазора $F_{\delta \text{ ном}}$ и коэффициент насыщения $K_n \approx F_{\text{в ном}} / F_{\delta \text{ ном}}$, можно построить магнитную характеристику проектируемого двигателя в абсолютных величинах.

Вначале на универсальной характеристике находят точку C , соответствующую отношению $ac/ab = K_n$. Тогда oa соответствует потоку машины в номинальном режиме в относительных единицах, т. е. $oa = \Phi_{\text{ном о.е.}}$; od — м. д. с. машины в номинальном режиме в относительных единицах, т. е. $od = F_{\text{в ном о.е.}}$. Это позволяет установить масштабы между абсолютными и относительными значениями потока и м. д. с.

Масштаб для магнитных потоков

$$m_\Phi = \Phi_{\text{ном}}, B_\delta / \Phi_{\text{ном о.е.}} = \Phi_{\text{ном}}, B_\delta / oa.$$

Масштаб для м. д. с.

$$m_F = F_{\text{в ном}}, A / F_{\text{в ном о.е.}} = F_{\text{в ном}}, A / od.$$

Зная масштабы, строят магнитную характеристику для абсолютных значений Φ и F_μ в диапазоне изменения токов $(0,25 \div 1,7) I_{a \text{ ном}}$. Задаваясь значением $F_{\text{в о.е.}}$, получим $F_\mu = F_{\text{в о.е.}} m_F$, A . Аналогично $\Phi = \Phi_{\text{о.е.}} m_\Phi$, B_δ .

Так как универсальная магнитная характеристика учитывает и размагничивающее действие поля якоря, то полученный магнитный

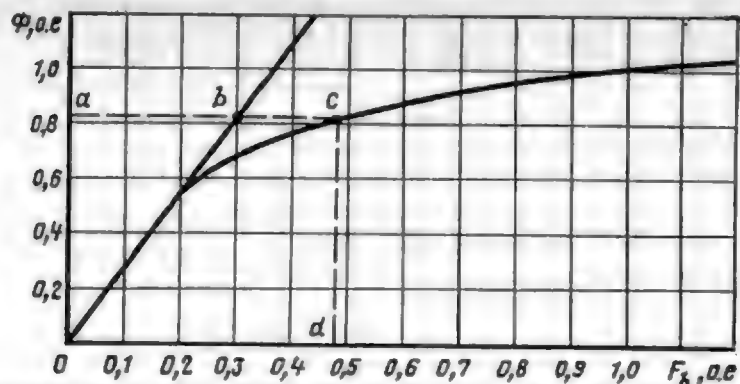


Рис. V.32. Универсальная магнитная характеристика

поток относится к полной м. д. с. главных полюсов F_μ . Частота вращения якоря, об/мин, $n = E \cdot 60a / (\Phi N p)$.

Задаваясь различными значениями тока якоря I_a , находят э. д. с.: $E = U - I_a \Sigma r - \Delta U_{\text{щ}}$ (здесь $\Sigma r = r_a + \beta r_n + r_d + r_{\text{ко}}$ — при последовательном возбуждении; $\Sigma r = r_a + r_d + r_{\text{ко}}$ — при независимом возбуждении). При последовательном возбуждении характеристику строят для различных значений β , при независимом — для различных токов возбуждения I_n . Поток Φ определяют следующим образом. Зная масштаб m_Φ , находят магнитный поток в веберах. Так, для тока якоря I_a м. д. с. возбуждения, A , $F = I_a \omega_n \beta$ при последовательном возбуждении, $F = I_a \omega_n$ при независимом возбуждении. Относительное значение м. д. с. $F_{\text{н о.е.}} = F_\mu / m_F$. По значению $F_{\text{н о.е.}}$ по универсальной характеристике находят $\Phi_{\text{отн}}$, а затем и $\Phi = \Phi_{\text{отн}} m_\Phi$ в веберах. Таким образом строят скоростную характеристику. Нагрузочные характеристики определяют при $I_a = \text{const}$ и $I_n = \text{var}$.

По рассчитанным скоростным характеристикам при различных значениях β для данного тока якоря выбирают поток Φ и м. д. с. F_μ и строят зависимость $\Phi (F_\mu)$ при $I_a = \text{const}$ (рис. V.33). По другому способу, если предварительно рассчитана магнитная характеристика $\Phi (F_\mu)$ холостого хода машины ($I_a = 0$), то скоростные характеристики строят в следующем порядке.

Для заданного тока I_a определяют: падение напряжения на обмотке $I_a \Sigma r$; э. д. с. якорной обмотки $E = U - I_a \Sigma r - \Delta U_{\text{щ}}$; м. д. с. обмотки возбуждения $F_n = \omega_n I_n \beta$; м. д. с. якорной обмотки $F_{aq} = A \tau_a / 2$ [здесь $A = N I_a / (\pi D_a \cdot 2a)$]; размагничивающую м. д. с. якорной обмотки $F_{aq} = K_{pa} F_{aq}$; намагничивающую м. д. с. главных полюсов $F_\mu = F_n - F_{aq}$; магнитный поток Φ из кривой $\Phi (F_\mu)$; частоту вращения $n = E / C_E \Phi$.

Коэффициент K_{pa} может быть найден по кривым рис. V.30 при установленном соотношении F_{aq} / F_n . Индукции в зубце

$$B_{z^{1/3}} = B_{z^{1/3 \text{ ном}}} (\Phi / \Phi_{\text{ном}}),$$

где $B_{z^{1/3 \text{ ном}}}$ — индукция в зубце для номинального режима.

Поток Φ можно найти по кривой $\Phi (F_\mu)$ при $F_\mu \approx F_n$. Для расчета коэффициента K_{pa} это допустимо.

Расчет скоростных характеристик нужно выполнить не менее чем для 5—8 различных значений токов якоря в пределах $(0,2 \div 1,7) I_{a \text{ ном}}$ и для всех коэффициентов возбуждения.

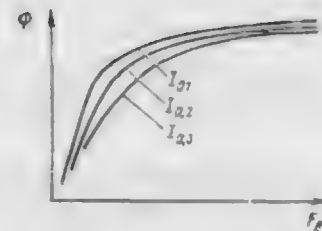


Рис. V.33. Нагрузочные магнитные характеристики

Расчет характеристик к. п. д. и вращающего момента. Значение к. п. д. определяют по формуле (III.20), сумму потерь — по формуле (III.18). Потери в меди обмоток (основные)

$$\Delta P_M = \Delta P'_M + \Delta P_{MВ} \quad (V.205)$$

В выражении (V.205):

$$\Delta P'_M = I_a^2 (r_a + r_d + r_{но});$$

$$\Delta P_{MВ} = \begin{cases} I_a^2 \beta r_B & \text{— при последовательном возбуждении;} \\ I_B^2 r_B & \text{— при независимом возбуждении;} \end{cases}$$

где I_a — ток возбуждения.

Переходные потери в щеточном контакте $\Delta P_{пер} = 2I_a$. Потери в стали ΔP_c находят по формуле (III.6) для потока Φ и частоты вращения якоря n , соответствующих току якоря I_a . Добавочные потери $\Delta P_{доб} = \Delta P_c K_d$. Коэффициент K_d определяют по рис. III.1.

После определения всех составляющих потерь по выражению (III.18) находят сумму потерь $\Sigma \Delta P$, а затем по формуле (III.20) — к. п. д. двигателя:

$$\eta_d = \begin{cases} 1 - \Sigma \Delta P / (U I_a) & \text{— при последовательном возбуждении;} \\ 1 - \Sigma \Delta P / (U I_a + I_B^2 r_B) & \text{— при независимом возбуждении.} \end{cases}$$

По известным потерям в номинальном режиме для построения характеристики к. п. д. выполняют пересчет потерь для задаваемых токов якоря. Целесообразно принимать те же значения токов, которые были приняты при расчете скоростных характеристик. Характеристики к. п. д. должны быть построены также для всех значений коэффициентов ослабления возбуждения.

Пересчет потерь выполняется следующим образом при использовании ранее рассчитанных значений для номинального режима:

потери в обмотках

$$\Delta P_M = \Delta P_{M ном} (I_a / I_{а ном})^2;$$

потери в стали ΔP_c и вентиляционные $\Delta P_{вент}$, Вт:

$$\Delta P_c = (\Phi / \Phi_{ном})^2 (n / n_{ном})^{1.5} \Delta P_{с ном};$$

$$\Delta P_{вент} = (n / n_{ном})^3 \Delta P_{вент. ном},$$

где Φ , $\Phi_{ном}$ — магнитные потоки при произвольном токе I_a и при номинальном токе $I_{а ном}$.

Механические потери на коллекторе и в подшипниках

$$\Delta P_{мех} = (P_{тщ ном} + P_{п ном}) n / n_{ном},$$

где $P_{тщ ном}$, $P_{п ном}$ — потери соответственно на трение щеток и в подшипниках в номинальном режиме, определяемые по формулам (III.15), (III.14); n — текущее значение частоты вращения якоря.

Характеристики вращающего момента можно рассчитать, используя выражения для момента $M = M_0 - \Delta M$ или $M = 9,55 U I_a \times \eta_d / n$. В первом выражении электромагнитный момент $M_0 = \frac{1}{2\pi} \times$

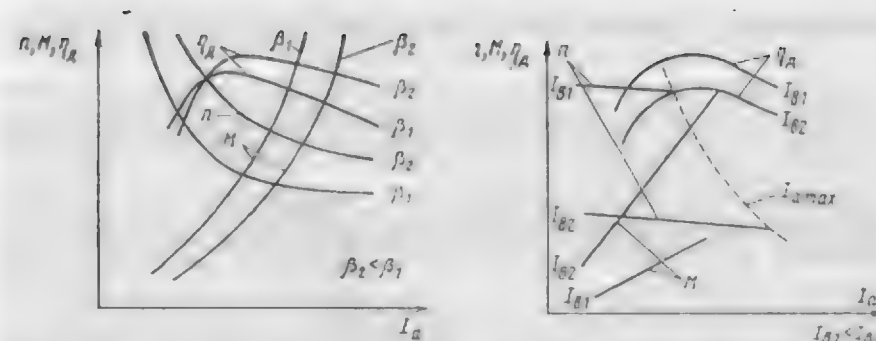


Рис. V.34. Электромеханические характеристики тягового двигателя последовательного возбуждения

Рис. V.35. Электромеханические характеристики тягового двигателя независимого возбуждения

$< \frac{Np}{60a} \Phi I_a$ и момент сопротивления, обусловленный потерями в стали и механическими $\Delta M = 9,55 (\Delta P_c + \Delta P_{мех}) / n$. Все данные для выполнения этих расчетов имеются.

Однако чаще используют второй прием расчета момента, если предварительно рассчитаны характеристики к. п. д.

Момент на валу двигателя, Н · м:
при последовательном возбуждении

$$M = 9,55 U I_a \eta_d / n;$$

при независимом возбуждении

$$M = 9,55 (U I_a + I_B^2 r_B) \eta_d / n.$$

Результаты расчета для различных токов якоря I_a должны быть сведены в таблицу, что выполнено в примере расчета (см. § 27.2). На рис. V.34 и V.35 для примера показан вид характеристик двигателей последовательного и независимого возбуждения. Ограничением для последних характеристик служит максимальный ток якоря $I_{а max} = I_B / \beta_{min}$.

Глава 23. ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОПОЕЗДОВ

§ 23.1. Условия эксплуатации магистральных электропоездов и их влияние на параметры тяговых двигателей

При проектировании тяговых двигателей электропоездов могут быть употреблены методы расчетов, используемые для проектирования электровозных тяговых двигателей, однако при этом должны быть приняты во внимание следующие особенности их эксплуатации.

1. Тяговый привод многодвигательный. Обычно половина колесных пар поезда снабжена тяговыми двигателями. У высокоскоростных электропоездов и электропоездов метрополитена тяговые двигатели имеются

на всех колесных парах. Это обстоятельство обязывает иметь тяговый двигатель по возможности простой и надежный.

2. Повышенные максимальные и среднетехнические скорости электропоездов. По этой причине тяговые двигатели должны иметь рамное подвешивание с минимальными динамическими воздействиями пути на тяговый двигатель.

3. Необходимость использования электрического торможения. Электрическое торможение весьма эффективно, кроме того, частое интенсивное торможение при отсутствии электрического торможения приводит к быстрому износу тормозных колодок. Электрическое рекуперативное торможение обеспечивает к тому же значительную экономию электроэнергии. Часто применяют сочетание рекуперативного и реостатного торможения, что желательно по условиям безопасности движения.

Стремление повысить эффективность рекуперации требует создания тяговых двигателей, обеспечивающих низковольтную тяговую характеристику при выходе на номинальное напряжение и полном возбуждении. Для обеспечения требуемых пределов регулирования в этом случае необходимо вводить глубокое ослабление возбуждения.

4. Необходимость частого изменения режимов работы тяговых двигателей. Этим усложняются условия работы коммутирующей аппаратуры, что иногда вынуждает использовать на постоянном токе включение всех тяговых двигателей последовательно без их переключения.

5. Необходимость в повышенном пусковом моменте для обеспечения разгона поезда с ускорениями $0,6—1,4 \text{ м/с}^2$. Если для электровазов пусковой момент определяется условиями реализации предельного коэффициента сцепления, то для электропоездов момент, рассчитанный по принятому коэффициенту сцепления, может быть меньше момента, требуемого по условиям допустимого ускорения. В этом случае расчетный момент определяется по допустимому ускорению.

6. На электропоездах не должен использоваться песок, поэтому расчетный коэффициент сцепления не может превышать значений $0,18—0,2$. По этой причине, а также с учетом положения п. 3 мощность тягового двигателя обычно ограничена в пределах $200—250 \text{ кВт}$. При необходимости использования повышенных ускорений или увеличения среднетехнической скорости тяговые двигатели устанавливают на всех колесных парах.

7. Режимы движения поездов под током обычно короче режимов выбега. Еще короче режимы движения при пусковом токе. Этот интервал времени значительно меньше тепловой постоянной времени тягового двигателя. По двум названным причинам тяговые двигатели электропоездов в обычных эксплуатационных условиях не нагреваются до допустимых превышений температур. Для них целесообразна и благоприятна самовентиляция.

§ 23.2. Элементы конструкции и электромагнитные нагрузки тяговых двигателей электропоездов

Конструкцию тяговых двигателей электропоездов разрабатывают с учетом требований, изложенных в § 23.1.

Тяговый двигатель мощностью $200—250 \text{ кВт}$ выполняют четырехполюсным. Это обеспечивает удобство ухода за щеточным аппаратом и возможность его упрощения благодаря исключению щеточной траверсы. Устройство рамного подвешивания должно быть по возможности простым.

Тяговый двигатель жестко крепят к поперечной балке тележки распорными клиньями и болтами, что приводит к полному его подрессориванию (рис. V.36). Передача момента с вала тягового двигателя на колесо обеспечивается упругой или шарнирной муфтой и одноступенчатым редуктором. Упругая муфта (рис. V.37) благодаря эластичной резинокордовой связи обеспечивает работу тягового двигателя при угловых и других смещениях его оси относительно оси колесной пары. На электропоездах метрополитена применяют карданные муфты.

Восьмигранная конструкция остова 1 (рис. V.38, а) целесообразна при четырехполюсном исполнении машины и отсутствии компенсационной обмотки. Однако для электропоездов метрополитена при сравнительно небольшой мощности применяют остовы круглого сечения. На рис. V.38, б показан продольный разрез якоря тягового двигателя с насаженным на вал вентилятором. Коллектор и магнитопровод якоря насажены на втулку, что позволяет выпрессовывать поврежденный вал. В остальном элементы конструкции подобны конструкции электровазовых тяговых двигателей постоянного тока при четырехполюсном исполнении.

Как уже отмечалось, мощность тягового двигателя магистральных электропоездов изменяется от 200 до 250 кВт . Представление о вы-

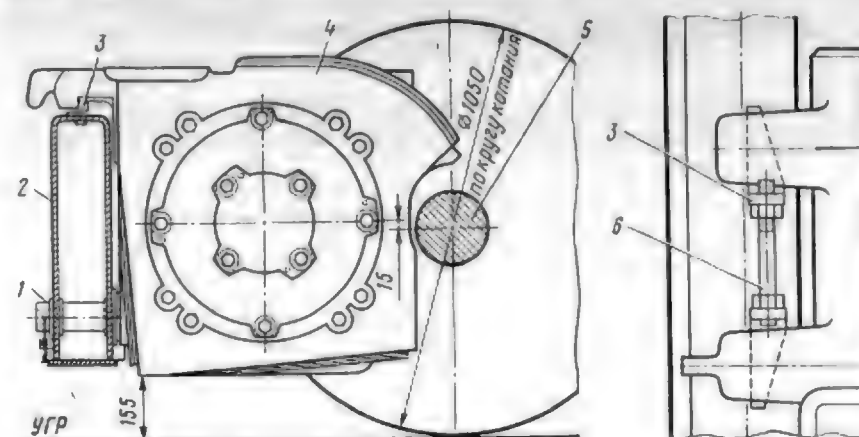


Рис. V.36. Размещение тягового двигателя на раме тележки:

1 — крепежный болт; 2 — поперечная рама тележки; 3 — клин; 4 — тяговый двигатель; 5 — ось колеса; 6 — распорный болт клина

боре мощности исходя из ряда важных эксплуатационных показателей дает рис. V.39. Зависимости, представленные на нем, получены на основе тяговых расчетов [71]. Из рис. V.39 следует, что значительное увеличение мощности на 1 т массы вагона, например с 8 до 12 кВт/т, при заданном ускорении в период разгона (при $a_n = 0,75 \text{ м/с}^2$), конструкционной скорости v_{max} дает сравнительно небольшой прирост среднетехнической скорости (с 76 до 81 км/ч).

При контакторно-резисторной схеме регулирования на электропоездах желательно иметь низколежащие тяговые характеристики, т. е. скорость выхода v_n на номинальное напряжение должна быть небольшой. При этом уменьшаются потери в резисторах при разгоне и снижается скорость, до которой реализуется режим рекуперативного торможения. На рис. V.39 отмечены уровни одинаковых значений $v'_n = v_n/v_{\text{max}}$. Как следует из рис. V.39, повышенные значения v'_n , т. е. переход на более высоколежащую тяговую характеристику, приводит к увеличению мощности тягового двигателя и к некоторому росту технической скорости v_t .

Применение широтно-импульсного регулирования напряжения позволяет исключить потери в резисторах при пуске и снимает ограничения по скорости конца рекуперации. Рекуперация возможна практически до остановки. В этом случае нет надобности вводить ослабление возбуждения как средство расширения области регулирования. Такой вариант регулирования частоты вращения якоря двигателя позволяет реализовать некоторые преимущества как для тягового двигателя, так и для поезда в целом [72]. При отсутствии импульсного регулирования

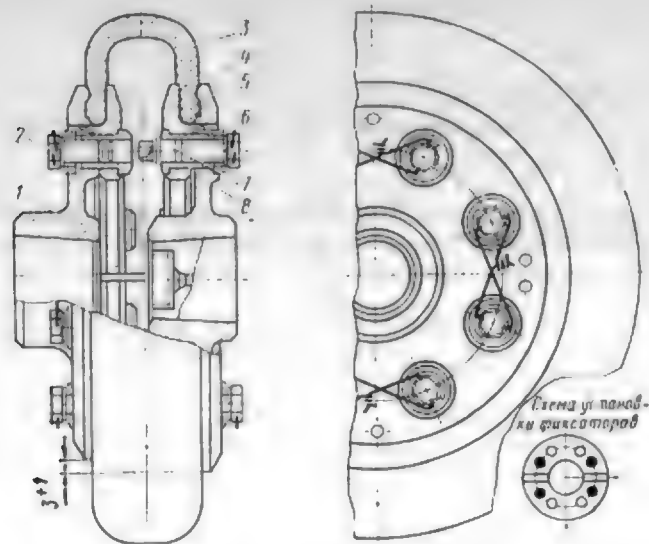


Рис. V.37. Эскиз упругой муфты:

1 — фланец двигателя; 2 — болт; 3 — резинокордная оболочка; 4 — полукольцо; 5 — фланец шестерни; 6 — разрезная шайба; 7 — фиксатор; 8 — втулка

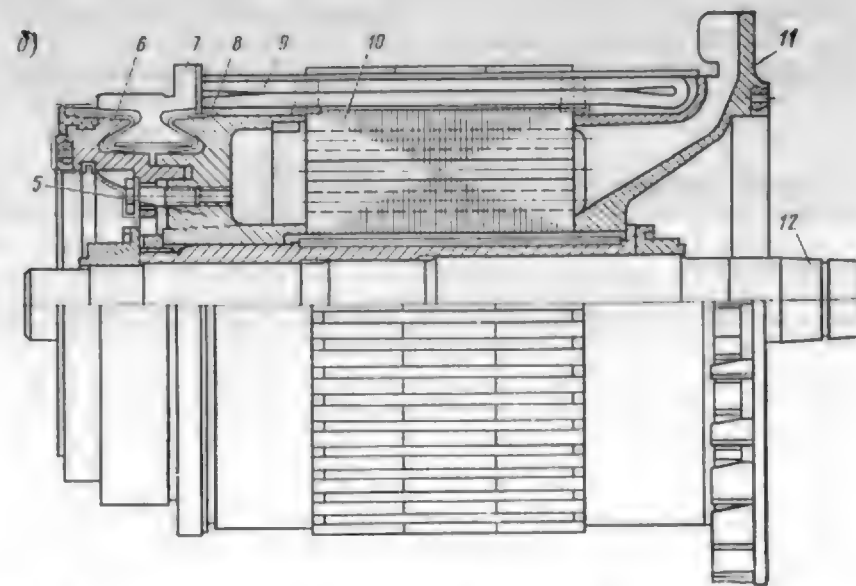
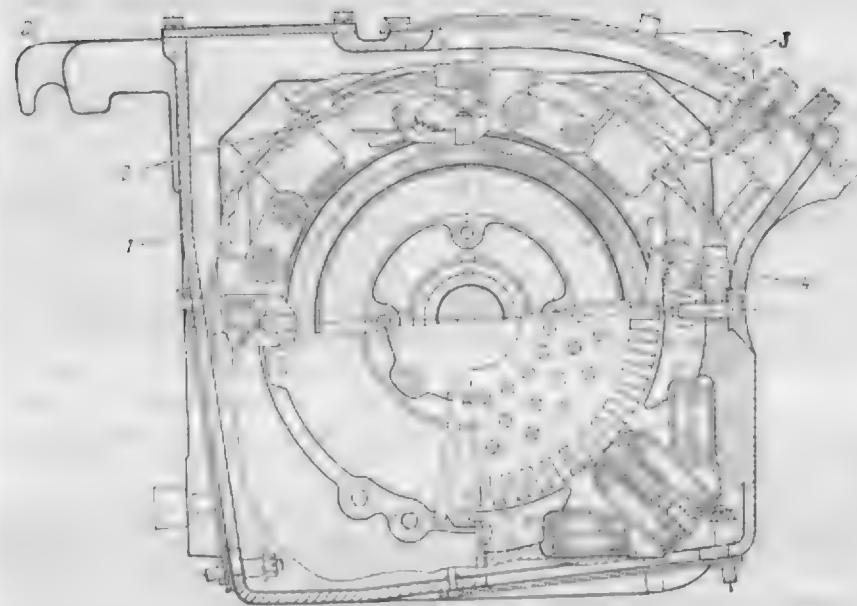


Рис. V.38. Поперечный (а) и продольный (б) разрезы тягового двигателя электропоезда:

1 — корпус; 2 — главный полюс; 3 — дополнительный полюс; 4 — якорь; 5, 6 — соответственно задняя и передняя нажимные шайбы; 7 — коллектор; 8 — изоляционная манжета; 9 — обмотка якоря; 10 — сердечник якоря; 11 — вентилятор; 12 — вал

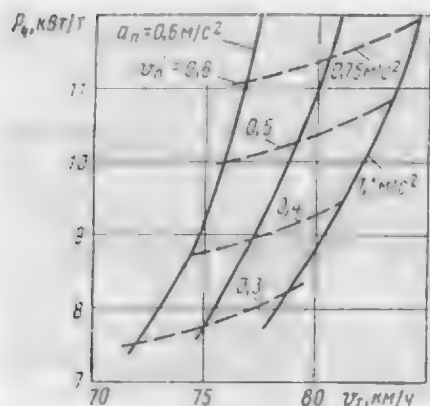


Рис. V.39. Зависимость удельной мощности тягового двигателя P_q от ускорения при разгоне a_n , относительной скорости выхода на полное напряжение β_n и технической скорости v_t для электропоезда

буждения принимают таким же, как и для электровозных тяговых двигателей пульсирующего тока, т. е. $\beta = 0,95 \div 0,96$.

Для двигателей постоянного тока с учетом того, что для расчетного режима $\beta = 0,5$, индукция в воздушном зазоре $\beta_\delta = 0,7 \div 0,85$ Тл; для двигателей пульсирующего тока $\beta_\delta = 0,9 \div 0,97$ Тл.

Значения теплового фактора при самовентиляции следующие:

Напряжение на изоляции, В	до 1000	3000
Тепловой фактор	$\frac{2000-2200}{2300-2600}$	$\frac{1600-2000}{2200-2400}$

Примечание. В числителе — для изоляции класса В, в знаменателе — для класса F.

Как видим, тепловой фактор у тяговых двигателей электропоездов заметно ниже, чем у тяговых двигателей электровозов, хотя режим нагрузки током в эксплуатации более благоприятен. Это объясняется не только использованием самовентиляции, но и необходимостью стендовой проверки расчетной часовой мощности, когда вентиляция недостаточно интенсивна из-за сравнительно небольшой расчетной частоты вращения.

При диаметре колеса 1050 мм диаметры якоря тяговых двигателей электропоездов обычно находятся в пределах $D_a = 500 \div 520$ мм. Активная длина якоря из-за необходимости размещения муфты обычно не превышает 300—330 мм. Передаточное отношение редуктора находится в пределах 3—3,5 для пригородных электропоездов при конструктивной скорости 130 км/ч и снижается до значений 2,5—2,8 у высокоскоростных электропоездов.

напряжения приходится иметь значительное насыщение магнитопровода машины при полном возбуждении ($\beta = 1$) и вводить глубокое ослабление возбуждения для расширения области регулирования (до $\beta = 0,2$). Поскольку скоростная характеристика с коэффициентом ослабления возбуждения $\beta = 0,5$ является более ходовой, чем характеристика при $\beta = 1$, то режим с ослаблением возбуждения при $\beta = 0,5$ принимают за расчетный.

Для электропоездов переменного тока, где нет надобности иметь низколежащую тяговую характеристику, а следовательно, и усиливать возбуждение при разгоне, расчетное значение коэффициента ослабления воз-

§ 23.3. Особенности расчета тяговых двигателей вагонов метрополитена

Изложенные в § 23.1 особенности эксплуатации магистральных электропоездов почти в полной мере относятся и к электропоездам метрополитенов. Некоторые из них следует выделить и подчеркнуть дополнительно. Хотя скорости движения поездов метрополитена не превышают 90—100 км/ч из-за стремления уменьшить шум и ослабить динамическое воздействие на путь неподрессоренных масс тележки, для них необходимо применять рамное подвешивание тяговых двигателей.

Диаметр колеса должен быть предельно уменьшен, поскольку при этом сокращаются высоты вагона, платформы и тоннелей. Для вагонов метрополитенов СССР он составляет 780 мм. Из-за трудности проектирования тяговых двигателей значительной мощности при таком диаметре колес все колесные пары обмоторены.

Для сокращения времени движения по перегону принимают максимальные допустимые ускорения (и замедления), равные 1,2—1,4 м/с².

Электрическое торможение для метрополитена необходимо при сохранении механического тормоза по условиям безопасности движения. Скорость поезда в расчетном режиме обычно составляет 25—35 км/ч, скорость начала эффективного торможения — от 60 до 65 км/ч.

Для эффективного электрического торможения желательно иметь тормозную силу примерно такую же, как сила тяги в период разгона. Следовательно, в режиме торможения тяговый двигатель должен развить мощность, превышающую расчетную более чем в 2 раза. Такая перегрузка по мощности неопасна по условиям нагревания тяговых двигателей, поскольку токи обычно не превышают токов пускового режима и кратковременны по сравнению с режимом выбега. Реактивная э. д. с. в режиме торможения более чем в 2 раза превышает ее значение в расчетном тяговом режиме. Режим торможения обычно осуществляется при удвоенном напряжении по сравнению с напряжением расчетного тягового режима. По этой причине в режиме электрического торможения межсегментные напряжения также возрастают в 2 раза.

Итак, тяговые двигатели вагонов метрополитенов в расчетном тяговом режиме должны иметь примерно двойной запас по реактивной

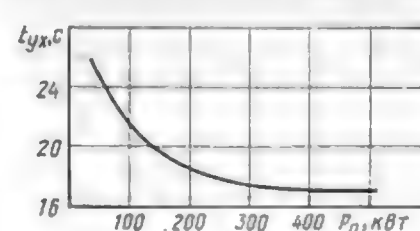


Рис. V.40. Зависимость времени ухода $t_{ух}$ поезда от пусковой мощности P_n тягового двигателя вагона метрополитена

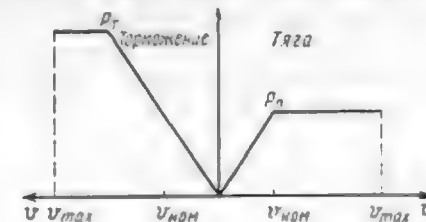


Рис. V.41. Графики изменения мощности для режимов тяги и торможения для вагонов метрополитена

э. д. с. и межсегментному напряжению по сравнению с допустимыми их значениями.

Для сокращения перегонного времени желательно иметь тяговые двигатели повышенной мощности. Увеличение мощности приведет к повышению скорости движения, до которой поезд разгоняется с максимальной силой тяги. При этом мощность тормозного режима сохранится прежней. Проектирование такого двигателя большой трудности не представляет. Однако при этом увеличится масса коммутационной аппаратуры и возрастут пусковые токи. По этим показателям у вагонов метрополитена имеются довольно жесткие ограничения. Кроме того, рост расчетной мощности тягового двигателя будет уменьшать лишь время разгона, а его влияние на общее перегонное время не столь велико. Как следует из рис. V.40, увеличение пусковой мощности P_n свыше 150 кВт (она на 30—50 % больше номинальной) дает лишь сравнительно небольшое сокращение времени. Однако для крупных городов настолько важно сократить это время, что в перспективе возможно увеличение пусковой мощности свыше 150 кВт.

Для режимов тяги и торможения (рис. V.41) пусковые мощности рассчитаны так, чтобы обеспечить ускорение и замедление $1,4 \text{ м/с}^2$ при массе вагона 50 т. Для перехода на расчетную мощность продолжительного режима надо учесть характер и длительность нагрузки. Последняя примерно в 1,5 раза меньше пусковой мощности. Следует определять мощность тягового режима с учетом ограничения по току 800 А, потребляемому одним вагоном. Если это ограничение будет снято, то названную мощность можно будет увеличить. Представленные на рис. V.41 графики мощности относятся к тяговому двигателю любого типа и асинхронному в том числе. В режиме электрического торможения у тяговых двигателей постоянного тока удается сохранить ток, равный току пускового режима. У асинхронных тяговых двигателей ток на вагон возрастет, что, однако, допустимо, поскольку основная доля рекуперированной мощности будет потребляться соседними поездами.

При диаметре колеса 780 мм диаметры якоря тяговых двигателей обычно находятся в пределах 300—350 мм, а активная длина якоря составляет 280—330 мм.

Передаточное отношение у двигателей вагонов метрополитена обычно выше, чем у магистральных электропоездов, и составляет 5—5,4. Это связано с меньшими скоростями, а также с тем, что шестерня выполнена заодно со втулкой, входящей в муфту. Поэтому диаметр шестерни может быть выбран минимальным.

Из-за повышенного передаточного отношения и большой кратности значений конструкционной скорости к расчетной частота вращения якорей тяговых двигателей при конструкционной скорости может достигать 3500—4000 об/мин. По этой причине требуют внимания вопросы прочности элементов якоря и подшипников, а также возникает задача уменьшения шума.

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПУЛЬСИРУЮЩЕГО ТОКА

Глава 24. УСЛОВИЯ РАБОТЫ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 24.1. Переменные составляющие тока и момента

Переменная составляющая тока. При двухполупериодном выпрямлении однофазного тока связь между средним выпрямленным напряжением U_d и амплитудой переменного напряжения U_m дается в виде $U_d = 0,636 U_m$.

При включении последовательно с тяговым двигателем сглаживающего реактора форма тока имеет вид, показанный на рис. VI.1. Кривая напряжения на тяговом двигателе имеет небольшую пульсацию, поскольку индуктивность реактора обычно значительно больше индуктивности обмоток тягового двигателя.

Переменную составляющую тока тягового двигателя i принято оценивать по коэффициенту пульсации тока

$$K_n = (I_{\max} - I_{\min}) / (I_{\max} + I_{\min}) = I / I_a.$$

Сглаживающий реактор нужно подбирать таким, чтобы коэффициент пульсации не выходил за пределы $K_n = 0,2 \div 0,4$ во всех режимах работы. Поскольку снижение коэффициента K_n требует увеличения затрат на реакторное оборудование и приводит к увеличению потерь в нем, приходится мириться с наличием значительной переменной составляющей тока в тяговом двигателе.

Переменную составляющую тока (равную, например, 300 А) нельзя пропускать по цепи обмотки главных полюсов по двум причинам: из-за возникновения значительной трансформаторной э. д. с. в коммутационных витках (примерно 3—6 В);

из-за резкого увеличения потерь в массивных элементах магнитопровода.

Обе эти причины сделали бы машину неработоспособной. Значительно ослабить переменный магнитный поток на пути основного потока удастся шунтированием обмотки главных полюсов резистором. При этом переменная составляющая тока, протекающая по обмоткам якоря и добавочных полюсов, не создаст постоянной составляющей момента, а приведет лишь к ряду отрицательных явлений, которые следует оценивать при проектировании тяговых двигателей. Они рассмотрены ниже. Отметим, что протекание переменной составляющей тока по цепи обмотки якоря и добавочных полюсов сопровождается лишь созданием небольшого переменного коммутационного потока, который не вызывает существенных потерь в стали.

ных полюсов, вызывает переменную составляющую электромагнитного момента:

$$M_a \sim K_n M_a \sin \omega t,$$

где M_a — постоянная составляющая электромагнитного момента;

ω — угловая частота переменной составляющей тока при частоте 100 Гц.

Поскольку обычно коэффициент пульсации тока $K_n = 0,2 \div 0,4$, переменный момент $M_a \sim$ может быть довольно значительным. Однако из-за достаточно высокой частоты изменения переменного момента, не зависящей от частоты вращения якоря, он не оказывает заметного влияния на тяговые качества электровозов и электропоездов. Знакопеременный момент уравнивается инерционными и упругими силами тягового привода.

§ 24.2. Добавочные потери от переменной составляющей тока

Переменная составляющая тока в обмотках тягового двигателя вызывает следующие добавочные потери:

в обмотках от повышения эффективного значения тока в них из-за его пульсации;

в обмотках от вихревых токов в проводниках, вызванных протеканием по ним переменной составляющей тока;

в магнитопроводе тягового двигателя от переменного потока главных полюсов;

в стальных элементах машины от потоков рассеяния, вызванных переменными токами обмоток якоря и добавочных полюсов.

Добавочные потери в стали при правильном выборе элементов конструкции тягового двигателя пульсирующего тока невелики. Потери в обмотках довольно существенны, их и следует рассмотреть.

Добавочные пульсационные потери в обмотках от повышения эффективного значения тока. Для расчета этой составляющей потерь можно принять во внимание только первую гармоническую переменной составляющей, тогда эффективное значение пульсирующего тока

$$I_{\text{эф}} = \sqrt{I_a^2 + (K_n I_a / \sqrt{2})^2} = I_a \sqrt{1 + 0,5 K_n^2},$$

и потери в обмотках, возрастут до

$$\Delta P_{\text{ма}} = (1 + 0,5 K_n^2) I_a^2 (r_a + r_d + r_{\text{но}}) + (1 + 0,5 K_{\text{нг}}^2) I_{\text{гп}}^2 r_{\text{гп}}.$$

Добавочные пульсационные потери во всех обмотках

$$\Delta P_{\text{мп}} = 0,5 K_n^2 I_a^2 (r_a + r_d + r_{\text{но}}) + 0,5 K_{\text{нг}}^2 I_{\text{гп}}^2 r_{\text{гп}}.$$

где K_n — коэффициент пульсации тока в обмотке якоря, добавочных полюсов, компенсационной;

$K_{\text{нг}}$ — коэффициент пульсации тока в обмотке возбуждения.

Добавочные потери в обмотках от вихревых токов в проводниках обмоток. Эти потери $\Delta P_{\text{вп}}$ вызываются переменными полями рассеяния проводников и присущи всем обмоткам двигателя. Однако наиболее значительны они для якорной обмотки, для которой поля рассеяния,

входящие в проводники, особенно существенны в пазовой части обмотки. Их рассчитывают обычно с помощью коэффициента Филда $K_{\text{ф}}$, учитывающего возрастание сопротивления обмотки из-за вихревых токов:

$$\Delta P_{\text{вп}} = \Delta P_{\text{ма}} (K_{\text{ф}} - 1) = I_a^2 r_a (K_{\text{ф}} - 1).$$

Для якорной обмотки

$$K_{\text{ф}} = \left\{ \left[q(\xi) - \frac{m^2 - 1}{3} \psi(\xi) \right] - 1 \right\} \frac{l_p}{l_s} + 1. \quad (\text{VI } 1)$$

В выражении (VI.1) $\xi = h_{\text{пр}} \sqrt{\frac{b_m \omega \lambda_m \mu_0}{2b_n'}}$ вычисляют для $\omega = 628$ ($f = 100$ Гц). По известному коэффициенту ξ определяют функции:

$$\varphi(\xi) = \xi \frac{\text{sh} \cdot 2\xi + \sin 2\xi}{\text{ch} \cdot 2\xi - \cos 2\xi} \quad \text{и} \quad \psi(\xi) = 2\xi \frac{\text{sh} \xi - \sin \xi}{\text{ch} \xi - \cos \xi}.$$

Допустимы упрощения последних. Если $0 < \xi < 1$, то $\varphi(\xi) = 1 + 4\xi^4/45$ и $\psi(\xi) = \xi^{4/3}$, если $\xi > 2$, то $\varphi(\xi) = \xi$ и $\psi(\xi) = 2\xi$.

В приведенных выражениях: $h_{\text{пр}}$ — высота проводника в пазу, м; b_m — суммарная ширина меди в пазу, м; b_n' — ширина паза в штампе, м; λ_m — удельная проводимость меди, См/м; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная проницаемость воздуха.

Расчеты и эксперименты показывают, что к. п. д. тяговых двигателей, питаемых пульсирующим током, снижается примерно на 1 % по сравнению с к. п. д. тяговых двигателей постоянного тока.

Снижения добавочных пульсационных потерь в основном достигают путем уменьшения коэффициента пульсации тока. Для снижения потерь от вихревых токов целесообразно располагать проводники якорной обмотки в пазу «плашмя», т. е. узкой стороной к стенке паза.

Глава 25. РАСЧЕТНАЯ ОЦЕНКА КОММУТАЦИИ ПЕРЕМЕННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ТОКА

§ 25.1. Расчет переменных составляющих э. д. с. в коммутируемых секциях

Известно [74], что при питании тяговых двигателей пульсирующим током часто наблюдается ухудшение коммутации по сравнению с коммутацией на постоянном токе, что следует и из § 24.1. Это связано с появлением в коммутирующей секции дополнительной нескомпенсированной э. д. с., которая определяется совместным действием переменных полей обмоток якоря главного и добавочного полюсов. Эту э. д. с. часто называют *небалансной*. Тяговые двигатели работают в большом диапазоне изменения токов в обмотках якоря и возбуждения, поэтому добиться нулевого значения дополнительной э. д. с. во всех режимах невозможно. Однако при последовательном возбуждении ТД

можно сравнительно легко определить значения основных регулирующих параметров: номинального коэффициента возбуждения и индуктивного сопротивления шунта, которые позволяют обеспечить приемлемое значение дополнительной э. д. с., а следовательно, удовлетворительную коммутацию во всем диапазоне рабочих характеристик ТД. При независимом возбуждении ситуация значительно усложняется из-за практически полного отсутствия возможности целенаправленного влияния на дополнительную э. д. с., которая может достигать больших значений и существенно ухудшать коммутацию.

При разработке алгоритма расчета небалансных э. д. с. использованы методики и рекомендации, изложенные в [3, 74]. Автором алгоритма является инж. Л. С. Русанова. Программа расчета, основанная на данном алгоритме, написана на алгоритмическом языке Фортран-IV инж. Н. Б. Быстровой. Текст программы приведен в приложении 6.

Ниже приведен алгоритм расчета. В табл. VI.1 поясняются исходные данные для расчета. Схему включения двигателя см. на рис. 1.23.

При расчете на ЭВМ по программе (см. приложение 6) на каждой перфокарте задают четыре исходных данных.

Расчетные формулы

1. Если $WOSB = 0$, то расчет по пп. 19—22, 42—47 не выполняется.

2. Отношение номинальной частоты вращения якоря к частоте вращения в расчетном режиме $K_n = n_{ном}/n$.

3. Постоянные составляющие индукции в расчетном режиме, Тл: в спинке якоря $B_a = B_{a ном} K_v$;

на уровне $\frac{1}{3}$ высоты зубца якоря $B_{z\frac{1}{3}} = B_{z\frac{1}{3} ном} K_v$;

в зубцовой зоне компенсационной обмотки, если $KOMP = 1$, то $B_{zко} = B_{zко ном} K_v$;

в сердечнике главного полюса $B_m = B_{m ном} K_v$;

в верхнем поясе башмака главного полюса, если $KOMP = 1$, то $B_6 = B_{m ном}/b_6$;

в остоу $B_j = B_{j ном} K_v$.

4. Окружная скорость якоря, м/с,

$$v_a = \pi D_a n / 60.$$

Постоянную составляющую магнитной индукции в сердечнике добавочного полюса для заданного режима определяем в следующем порядке.

5. Постоянная составляющая реактивной э. д. с., В,

$$e_{r-} = e_{r ном} \frac{I_{a-}}{I_{a ном}} \frac{n}{n_{ном}}.$$

6. Средняя индукция под добавочным полюсом, Тл,

$$B_k = e_{r-} / (2l_d v_a).$$

7. Полезный коммутирующий поток добавочного полюса, Вб,

$$\Phi_k = B_k l_d (b_d + 2\delta_d).$$

Таблица VI.1. Исходные данные для расчета небалансных э. д. с.

Обозначение	Наименование параметра	Примечание
WOSB	Признак вида возбуждения: $WOSB = 0$ — независимое; $WOSB = 1$ — последовательное	
$I_a ном$, А	Ток якоря в номинальном режиме	
I_{a-} , А	Ток якоря в расчетном режиме	
K_n	Коэффициент пульсации тока	
$n_{ном}$, об/мин	Частота вращения в номинальном режиме	
n , об/мин	Частота вращения в расчетном режиме	
$e_{r ном}$, В	Реактивная э. д. с. в номинальном режиме	
f , Гц	Частота основной гармоники	$f = 100$ Гц
$\beta_{ном}$	Номинальный коэффициент возбуждения	
β_{min}	Минимальный коэффициент возбуждения	
$B_{a ном}$, Тл	Постоянная составляющая индукции в номинальном режиме в спинке якоря	
$B_{z\frac{1}{3} ном}$, Тл	То же на уровне $\frac{1}{3}$ высоты зубца якоря	
$B_{zко ном}$, Тл	То же в зубцовой зоне компенсационной обмотки (КО)	Если $KOMP = 0$, то $B_{zко ном} = 0$
$B_{m ном}$, Тл	То же в сердечнике ГП	
$B_{j ном}$, Тл	То же в остоу	
S_a , м ²	Площадь сечения магнитного участка спинки якоря	
$S_{z\frac{1}{3}}$, м ²	То же на уровне $\frac{1}{3}$ высоты зубца якоря	
$S_{zко}$, м ²	То же зубцовой зоны КО	Если $KOMP = 0$, то $S_{zко} = 0$
S_m , м ²	То же сердечника ГП	
K_a	Коэффициент увеличения магнитного сопротивления из-за некачественной шихтовки: $1 = 1 + j0$ — при идеальной шихтовке; $1,3e^{j-20^\circ} = 1,222 + j \cdot 0,445$ — при некачественной шихтовке;	При расчете на ЭВМ на перфокарте задается сначала действительная, затем мнимая часть числа
$K_{гп}$	сердечника якоря	Если $GP = 2$, то $K_{гп} = 0$
$K_{дп}$	сердечника ГП	Если $DP = 2$ и $DP = 3$, то $K_{дп} = 0$
$K_о$	сердечника ДП	Если $OCT = 0$, то $K_о = 0$
	остоу	

Обозначение	Наименование параметра	Примечание
p	Число пар полюсов	
a	Число пар параллельных ветвей обмотки якоря	
w_c	Число витков секции якоря	
D_a , м	Диаметр якоря	
l_a , м	Длина сердечника якоря	
N	Число проводников якоря	
h_z , м	Высота паза якоря	
l_{ca} , м	Длина магнитной силовой линии в спинке якоря	
τ , м	Полюсное деление	
α_i	Расчетный коэффициент магнитного перекрытия	
$\delta_{\text{эф}}$	Воздушный зазор между якорем и ГП	
K_δ	Коэффициент воздушного зазора между якорем и ГП	
θ	Коэффициент увеличения магнитного сопротивления воздушного зазора между якорем и ГП из-за вихревых токов в сердечнике и башмаке ГП и насыщения рогов полюсов: $\theta=1,25$ — для башмаков из листовой неизолированной стали толщиной 1—4 мм, стянутых неизолированными заклепками; $\theta=1,1$ — при хорошей изоляции листов и малом насыщении рогов	
ОСТ	Признак конструкции остова: ОСТ=0 — массивный остов; ОСТ=1 — шихтованный остов; ОСТ=2 — частично шихтованный остов	
A , м	Расстояние от боковой поверхности ГП до оси ДП по внутренней поверхности массивной части остова (см. рис. VI.4, а, в)	Если ОСТ=1, то $A=0$
A' , м	Расстояние от боковой поверхности ДП до оси ГП по внутренней поверхности массивной части остова (см. рис. VI.4, а, в)	Если ОСТ=1, то $A'=0$
$A_{\text{ш}}$, м	Расстояние от боковой поверхности ГП до оси ДП посередине шихтованной части остова (см. рис. VI.4, б, в)	Если ОСТ=0, то $A_{\text{ш}}=0$

Обозначение	Наименование параметра	Примечание
$A_{\text{ш}}$, м	Расстояние от боковой поверхности ДП до оси ГП посередине шихтованной части остова (см. рис. VI.4, б, в)	Если ОСТ=0, то $A_{\text{ш}}=0$
$l_{\text{ш}}$, м	Длина шихтованной части остова	Если ОСТ=0, то $l_{\text{ш}}=0$
$b_{\text{ш}}$, м	Толщина шихтованной части остова (см. рис. VI.4, б, в)	Если ОСТ=0, то $b_{\text{ш}}=0$
$K_{\text{с.о.}}$	Коэффициент заполнения остова сталью	
ГР	Признак конструкции главного полюса: ГР=0 — полюс, шихтованный из листов электротехнической стали (лакированных); ГР=1 — полюс, шихтованный из листов конструкционной стали (лакированных); ГР=2 — полюс, шихтованный из листов конструкционной или электротехнической стали (нелакированных)	
w_b	Число витков обмотки возбуждения	
r_b , Ом	Омическое сопротивление обмотки возбуждения при рабочей температуре	
b_m , м	Ширина сердечника ГП	
l_m , м	Длина сердечника ГП	
h_{mm} , м	Высота сердечника ГП (см. рис. VI.4, г, д)	
КОМР	Признак наличия компенсационной обмотки: КОМР=0 — некомпенсированный двигатель; КОМР=1 — компенсированный двигатель	
b_σ , м	Ширина верхнего пояса башмака ГП (см. рис. VI.4, г)	Если КОМР=0, то $b_\sigma=0$
h_σ	Толщина верхнего пояса башмака ГП (см. рис. VI.4, г)	Если КОМР=0, то $h_\sigma=0$
$w_{\text{ко}}$	Число витков компенсационной обмотки	Если КОМР=0, то $w_{\text{ко}}=0$
$Z_{\text{ко}}$	Число пазов КО на полюс	Если КОМР=0, то $Z_{\text{ко}}=0$
$b_{\text{пко}}$, м	Ширина паза КО	Если КОМР=0, то $b_{\text{пко}}=0$
$h_{\text{пко}}$, м	Высота паза КО	Если КОМР=0, то $h_{\text{пко}}=0$
$\sigma_{\sim}$	Коэффициент рассеяния переменной составляющей главного потока:	

Обозначение	Наименование параметра	Примечание
DP	$\sigma_{\sim} = 1,5e^{j \cdot 10^\circ} = 1,477 + j \cdot 0,26$ — при массивных короткозамкнутых фланцах и рамках; $\sigma_{\sim} = 1,2e^{j \cdot 5^\circ} = 1,195 + j \cdot 0,105$ — при отсутствии короткозамкнутых контуров в плоскости, перпендикулярной потоку ГП	При расчете на ЭВМ на перфокарте задается сначала действительная, затем мнимая часть числа
	Признак конструкции добавочного полюса: DP=0 — полюс шихтованный из листов электротехнической стали (лакированных); DP=1 — полюс шихтованный из листов конструкционной стали (лакированных); DP=2 — полюс шихтованный из листов конструкционной или электротехнической стали (нелакированных); DP=3 — массивный полюс	
	w_d Число витков ДП	
	$l_d, м$ Длина наконечника ДП	
	$b_d, м$ Ширина наконечника ДП	
	$l_{md}, м$ Длина сердечника ДП	
	$b_{md}, м$ Ширина сердечника ДП	
	$b_{ст}, м$ Ширина массивного стержня	Если DP=3, то $b_{ст}=0$
	$h_d, м$ Высота сердечника ДП	
	$K_{сд}$ Коэффициент заполнения сердечника ДП сталью	
	$\delta_d, м$ Воздушный зазор между якорем и наконечником ДП	$K' = 1 + 0,00023/\delta_d$
	$K_{\delta d}$ Коэффициент воздушного зазора между якорем и наконечником ДП	
	K' Коэффициент, учитывающий возможное увеличение воздушного зазора вследствие производственных допусков	
	$b_{зк}, м$ Ширина зоны коммутации	
	ξ Коэффициент, учитывающий боковое рассеяние сердечника ДП в зависимости от способа намотки катушки: $\xi=1$ — если катушка намотана на широкое ребро; $\xi=0,8$ — если катушка намотана на узкое ребро	
	DKP Признак конструкции катушки добавочного полюса:	

Обозначение	Наименование параметра	Примечание
	DKP=0 — низко опущенная катушка; DKP=1 — распределенная катушка	См. расчет коммутации Если DKP=0, то $\lambda_{срo}=0$
	$\lambda_{ср}, Гн$ Магнитная проводимость потока рассеяния между ДП и ГП	
	$\lambda_{срo}, Гн$ Магнитная проводимость потока рассеяния между ДП и остовом	
	PR Признак материала немагнитной прокладки между ДП и остовом: PR=0 — немагнитная прокладка; PR=1 — металлическая прокладка; PR=2 — прокладка состоит из двух частей: металлической и немагнитической	
	$\delta_{пр.н}, м$ Толщина немагнитной немагнитической прокладки между ДП и остовом	Если PR=1, то $\delta_{пр.н}=0$
	$\delta_{пр.м}, м$ Толщина немагнитной металлической прокладки между ДП и остовом	Если PR=0, то $\delta_{пр.м}=0$
	$l_{пр.м}, м$ Длина немагнитной металлической прокладки между ДП и остовом	Если PR=0, то $l_{пр.м}=0$
	$\lambda, (Ом \cdot м)^{-1}$ Удельная электрическая проводимость материала немагнитной металлической прокладки между ДП и остовом: $\lambda=34,5 \cdot 10^6$ — для алюминия; $\lambda=33,3 \cdot 10^6$ — для латуни	Если PR=0, то $\lambda=0$
XLS	Признак наличия индуктивного шунта; XLS=0 — при отсутствии индуктивного шунта; XLS=1 — при наличии индуктивного шунта	1. Расчет выполняется сразу для двух вариантов 2. Если XLS=0, то $\Delta_1=\Delta_2=0$
	Δ_1, Δ_2 Отношение индуктивности индуктивного шунта к индуктивности обмотки возбуждения	
POWER	Признак варианта расчета при независимом возбуждении: POWER=1 — расчет выполняется для одного заданного значения α ; POWER=0 — расчет выполняется сначала для одного заданного значения α , а потом определяется зависимость $\Delta E=f(\alpha)$ при каждом значении α от 0 до 360° с заданным шунтом	Если WOSB=1, то POWER=0
	$\alpha, град$ Угол сдвига между переменными составляющими тока якоря и тока возбуждения	
	$K_{пов}$ Коэффициент пульсации тока в обмотке возбуждения в режиме наибольшего ослабления возбуждения	Если WOSB=1, то $K_{пов}=0$
	$\Delta\alpha, град$ Шаг изменения угла	Если WOSB=1, то $\Delta\alpha=0$

8. Магнитное напряжение первого воздушного зазора, Λ ,

$$F_{\Lambda\Delta} = \frac{1}{\mu_0} B_{\Delta} \delta_{\Delta} K_{\Delta\Delta} K' = \frac{1}{0,4\pi \cdot 10^{-6}} B_{\Delta} \delta_{\Delta} K_{\Delta\Delta} K'.$$

9. Приведенное число витков обмотки якоря

$$w_{\Delta\Delta} = \frac{N}{8\alpha\beta} \left(1 - \frac{b_{\Delta\Delta}}{2\tau} \right).$$

10. Поток рассеяния добавочного полюса, $B\delta$,

$$\Phi_{\Delta\sigma} = [(\omega_a'' - \omega_{\Delta\sigma}) I_a + F_{\Delta\Delta}] (\lambda_{\sigma\beta} + \lambda_{\sigma\Delta\sigma}).$$

11. Суммарный магнитный поток в сердечнике добавочного полюса, $B\delta$,

$$\Phi_{\Delta\Delta} = \Phi_{\Delta} + 0,82\Phi_{\Delta\sigma}.$$

12. Постоянная составляющая магнитной индукции в сердечнике добавочного полюса, $T\lambda$,

$$B_{\Delta\Delta} = \Phi_{\Delta\Delta} / (l_{\Delta\Delta} b_{\Delta\Delta} K_{\Delta\Delta}).$$

13. Магнитное сопротивление остова, $A/B\delta$:

если $OCT = 0$, то

$$\begin{aligned} C &= f(B_f) \text{ — по табл. VI.2;} \\ \psi &= f(B_f) \text{ — по табл. VI.3;} \\ Z_o &= \frac{1}{2\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi A}{l_m + b_m} \right) C e^{i\psi}; \end{aligned}$$

если $OCT = 1$, то

$$\begin{aligned} \mu_n' &= f(B_f) \text{ — по табл. VI.4;} \\ \psi &= f(B_f) \text{ — по табл. VI.5;} \\ \mu_n &= \mu_n' e^{-i\psi}; \end{aligned}$$

$$Z_o = K_o \frac{A_{\Delta\Delta}}{2\mu_n b_{\Delta\Delta} l_{\Delta\Delta} K_{\Delta\Delta}};$$

если $OCT = 2$, то

$$\begin{aligned} C &= f(B_f) \text{ — по табл. VI.2;} \\ \psi &= f(B_f) \text{ — по табл. VI.3;} \\ Z_{\text{масс}} &= \frac{1}{2\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi A}{l_m + b_m} \right) C e^{i\psi}; \\ \mu_n' &= f(B_f) \text{ — по табл. VI.4;} \\ \psi &= f(B_f) \text{ — по табл. VI.5;} \\ \mu_n &= \mu_n' e^{-i\psi}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_{\text{шхт}} &= K_o A_{\Delta\Delta} / (2\mu_n b_{\Delta\Delta} l_{\Delta\Delta} K_{\Delta\Delta}); \\ Z_o &= Z_{\text{масс}} Z_{\text{шхт}} / (Z_{\text{масс}} + Z_{\text{шхт}}). \end{aligned}$$

14. Магнитное сопротивление участков главного полюса, $A/B\delta$:
сердечника:

если $GP = 0$, то

$$\begin{aligned} \mu_n' &= f(B_m) \text{ — по табл. VI.4;} \\ \psi &= f(B_m) \text{ — по табл. VI.5;} \\ \mu_n &= \mu_n' e^{-i\psi}; \\ Z_{mm} &= K_{\Gamma\Gamma} h_{mm} / (\mu_n S_m); \end{aligned}$$

если $GP = 1$, то

$$\begin{aligned} \mu_n' &= f(B_m) \text{ — по табл. VI.6;} \\ \psi &= f(B_m) \text{ — по табл. VI.7;} \\ \mu_n &= \mu_n' e^{-i\psi}; \\ Z_{mm} &= K_{\Gamma\Gamma} h_{mm} / (\mu_n S_m); \end{aligned}$$

если $GP = 2$, то

$$\begin{aligned} C &= f(B_m) \text{ — по табл. VI.2;} \\ \psi &= f(B_m) \text{ — по табл. VI.3;} \\ Z_{mm} &= 0,35C \frac{h_{mm}}{2(l_m + b_m)} e^{i\psi}; \end{aligned}$$

зубцовой зоны компенсационной обмотки:

если $KOMP = 0$, то $Z_{mz} = 0$;

если $KOMP = 1$, то при $GP = 0$:

$$\begin{aligned} \mu_n' &= f(B_{zko}) \text{ — по табл. VI.4;} \\ \psi &= f(B_{zko}) \text{ — по табл. VI.5;} \\ \mu_n &= \mu_n' e^{-i\psi}; \\ Z_{mz} &= K_{\Gamma\Gamma} h_{nko} / (\mu_n S_{zko}); \end{aligned}$$

при $GP = 1$:

$$\begin{aligned} \mu_n' &= f(B_{zko}) \text{ — по табл. VI.6;} \\ \psi &= f(B_{zko}) \text{ — по табл. VI.7;} \\ \mu_n &= \mu_n' e^{-i\psi}; \end{aligned}$$

$$Z_{mz} = K_{\Gamma\Gamma} \frac{h_{nko}}{\mu_n S_{zko}};$$

при $GP = 2$:

$$\begin{aligned} C &= f(B_{zko}) \text{ — по табл. VI.2;} \\ \psi &= f(B_{zko}) \text{ — по табл. VI.3;} \\ Z_{mz} &= 0,35C \frac{h_{nko}}{2(\tau\alpha_l - Z_{ko} b_{nko} + l_m)} e^{i\psi}. \end{aligned}$$

15. Магнитное сопротивление воздушного зазора между якорем и главным полюсом, $A/B\delta$:

$$R_{\delta\Gamma\Gamma} = \theta \frac{\delta_{\Delta\Phi} K_{\delta}}{\mu_0 l_{\delta} \tau\alpha_l} = \theta \frac{\delta_{\Delta\Phi} K_{\delta}}{\mu_0 (l_{\Delta} + l_m) \tau\alpha_l / 2} = \theta \frac{2\delta_{\Delta\Phi} K_{\delta}}{0,4\pi \cdot 10^{-6} (l_{\Delta} + l_m) \tau\alpha_l}.$$

16. Магнитное сопротивление зубцового слоя якоря, А/Вб:

$$\mu_n' = f(B_{z1/3}) \text{ — по табл. VI.4;}$$

$$\psi = f(B_{z1/3}) \text{ — по табл. VI.5;}$$

$$\mu_n = \mu_n' e^{-j\psi};$$

$$Z_{za} = K_a h_z / (\mu_n S_{z1/3}).$$

17. Магнитное сопротивление спинки якоря, А/Вб:

$$\mu_n' = f(B_a) \text{ — по табл. VI.4;}$$

$$\psi = f(B_a) \text{ — по табл. VI.5;}$$

$$\mu_n = \mu_n' e^{-j\psi};$$

$$Z_a = K_a L_a / (2\mu_n S_a).$$

18. Полное магнитное сопротивление цепи переменной составляющей потока главных полюсов, А/Вб,

$$Z = Z_0 + \sigma_m (Z_{mm} + Z_{mz}) + R_{\delta_{гп}} + Z_{za} + Z_a.$$

19. Полное электрическое сопротивление для переменной составляющей тока возбуждения обмотки главных полюсов, Ом,

$$Z_n = Z_n + r_n = j \cdot 2\pi / \omega_n^2 \cdot 2p / Z + r_n = j \cdot 2\pi \cdot 100 \omega_n^2 \cdot 2p / Z + r_n = \\ = j \cdot 1256 \omega_n^2 p / Z + r_n.$$

20. Индуктивное сопротивление обмотки возбуждения:

$X_{L(в)} = Im(Z_n)$ — мнимая часть полного электрического сопротивления обмотки главных полюсов.

21. Индуктивное сопротивление регулируемой шунтирующей цепи:

если $XLS = 0$, то $X_{L(ш)} = 0$;

если $XLS = 1$, то расчет выполняется для двух значений индуктивного сопротивления регулируемой шунтирующей цепи:

$$X_{L(ш)1} = \Delta_1 X_{L(в)}; \quad X_{L(ш)2} = \Delta_2 X_{L(в)}.$$

22. Полное сопротивление всей шунтирующей цепи, Ом:

если $XLS = 0$, то $Z_{ш} = R_{ш} = \beta r_n / (1 - \beta)$;

если $XLS = 1$, то полное сопротивление всей шунтирующей цепи определяется в следующем порядке:

постоянное активное шунтирующее сопротивление при номинальном коэффициенте возбуждения

$$R_{ш1} = \beta_{ном} r_n / (1 - \beta_{ном});$$

эквивалентное активное сопротивление всей шунтирующей цепи при расчетном коэффициенте возбуждения

$$R_{ш} = \beta r_n / (1 - \beta);$$

активная составляющая сопротивления регулируемой шунтирующей цепи

$$R_{ш2} = R_{ш} R_{ш1} / (R_{ш1} - R_{ш});$$

полное сопротивление регулируемой шунтирующей цепи

$$Z_{ш2} = R_{ш2} + jX_{L(ш)};$$

полное сопротивление всей шунтирующей цепи

$$Z_{ш} = Z_{ш2} R_{ш1} / (Z_{ш2} + R_{ш1}).$$

23. Переменная составляющая тока якоря, А,

$$I_a \sim K_n I_{a-}.$$

24. Переменная составляющая тока возбуждения, А:

если $WOSB = 1$, то $I_{в\sim} = I_{a\sim} Z_{ш} / (Z_{в} + Z_{ш})$;

если $WOSB = 0$, то $I_{в\sim} = I_{a\sim} \beta K_{н\text{ов}} e^{-j\alpha}$.

При независимом возбуждении расчет может выполняться для двух вариантов в зависимости от значения параметра POWER (см. табл. VI.1).

25. Переменная составляющая м. д. с. обмотки возбуждения главных полюсов, А,

$$i_{в\sim} = i_{в\sim} \omega_n.$$

26. Переменная составляющая потока главных полюсов, Вб,

$$\Phi_{в\sim} = F_{в\sim} / Z.$$

27. Магнитное сопротивление остова переменной составляющей коммутирующего потока, А/Вб:

если $OCT = 0$, то

$$C = f(B_j) \text{ — по табл. VI.2;}$$

$$\psi = f(B_j) \text{ — по табл. VI.3;}$$

$$Z_{ок} = \frac{1}{2\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi A'}{l_{мд} + b_{мд}} \right) C e^{j\psi};$$

если $OCT = 1$, то

$$\mu_n' = f(B_j) \text{ — по табл. VI.4;}$$

$$\psi = f(B_j) \text{ — по табл. VI.5;}$$

$$\mu_n = \mu_n' e^{-j\psi};$$

$$Z_{ок} = K_o \frac{A_{ш}'}{2\mu_n b_{ш} l_{ш} K_{co}};$$

если $OCT = 2$, то

$$C = f(B_j) \text{ — по табл. VI.2;}$$

$$\psi = f(B_j) \text{ — по табл. VI.3;}$$

$$Z_{масс.к} = \frac{1}{2\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi A'}{l_{мд} + b_{мд}} \right) C e^{j\psi};$$

$$\mu_n' = f(B_j) \text{ — по табл. VI.4;}$$

$$\psi = f(B_j) \text{ — по табл. VI.5;}$$

$$\mu_n = \mu_n' e^{-j\psi};$$

$$Z_{шмхт.к} = K_o \frac{A_{ш}'}{2\mu_n b_{ш} l_{ш} K_{co}};$$

$$Z_{ок} = Z_{масс.к} Z_{шмхт.к} / (Z_{масс.к} + Z_{шмхт.к}).$$

28. Магнитное сопротивление сердечника добавочного полюса, А/Вб:
если $DP = 0$, то

$$\mu_n' = f(B_{mд}) \text{ — по табл. VI.4;}$$

$$\psi = f(B_{mд}) \text{ — по табл. VI.5;}$$

$$\mu_n = \mu_n' e^{-j\psi};$$

$$Z_d = \xi K_{дн} \frac{h_d}{\mu_n (b_{мд} - b_{ст}) l_{мд} K_{сд}};$$

если $DP = 1$, то

$$\mu_n' = f(B_{мд}) \text{ — по табл. VI.6;}$$

$$\psi = f(B_{мд}) \text{ — по табл. VI.7;}$$

$$\mu_n = \mu_n' e^{-j\psi};$$

$$Z_d = \xi K_{дн} \frac{h_d}{\mu_n (b_{мд} - b_{ст}) l_{мд} K_{сд}};$$

если $DP = 2$, то

$$C = f(B_{мд}) \text{ — по табл. VI.2;}$$

$$\psi = f(B_{мд}) \text{ — по табл. VI.3;}$$

$$Z_d = 0,35 \xi C \frac{h_d}{2(l_{мд} + b_{мд})} e^{j\psi};$$

если $DP = 3$, то

$$C = f(B_{мд}) \text{ — по табл. VI.2;}$$

$$\psi = f(B_{мд}) \text{ — по табл. VI.3;}$$

$$Z_d = \xi C \frac{h_d}{2(l_{мд} + b_{мд})} e^{j\psi}.$$

29. Магнитное сопротивление воздушного зазора между якорем и
наконечником добавочного полюса, А/Вб,

$$R_{\delta д} = \frac{\delta_d K_{\delta д}}{\mu_0 (b_d + 2\delta_d) (l_{мд} + 2\delta_d)} = \frac{\delta_d K_{\delta д}}{0,4\pi \cdot 10^{-6} (b_d + 2\delta_d) (l_{мд} + 2\delta_d)}.$$

30. Магнитное сопротивление «второго зазора», А/Вб:
для бокового потока

$$Z_j' = R_j' = 28,3 \cdot 10^4 / (l_{мд} + b_{мд});$$

для немагнитной прокладки:

при $PR = 0$

$$Z_j' = R_j' = \frac{\delta_{пр.н}}{\mu_0 l_{мд} b_{мд}} = \frac{\delta_{пр.н}}{0,4\pi \cdot 10^{-6} l_{мд} b_{мд}};$$

при $PR = 1$

$$Z_j' = \frac{\delta_{пр.м}}{2\mu_0 l_{пр.м}} \sqrt{2\pi/\lambda\mu_0} e^{j\pi/4};$$

при $PR = 2$

$$Z_j' = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\delta_{пр.н}}{l_{мд} b_{мд}} + \frac{\delta_{пр.м}}{2l_{пр.м}} \sqrt{2\pi/\lambda\mu_0} e^{j\pi/4} \right);$$

полное сопротивление «второго зазора»

$$Z_j = Z_j' Z_j'' (Z_j' + Z_j'').$$

31. Магнитное сопротивление рассеяния на башмак и сердечник
главного полюса, А/Вб,

$$Z_p = 1/\lambda_{\sigma p}$$

32. Магнитное сопротивление рассеяния на остов, А/Вб:

возможны два случая: $DKP = 0$ — рассеяние потока добавочного
полюса на остов отсутствует (низко опущенная катушка); $DKP = 1$ —
рассеяние потока добавочного полюса на остов существует (распреде-
ленная катушка);

если $DKP = 1$, то $Z_{po} = 1/\lambda_{\sigma po}$.

33. Магнитное сопротивление верхнего пояса башмака главного
полюса, А/Вб:

если $KOMP = 0$, то $Z_6 = 0$;

если $KOMP = 1$, то:

при $GP = 0$:

$$\mu_n' = f(B_6) \text{ — по табл. VI.4;}$$

$$\psi = f(B_6) \text{ — по табл. VI.5;}$$

$$\mu_n = \mu_n' e^{-j\psi};$$

$$Z_6 = K_{гн} b_6 / (2\mu_n l_m h_6 K_{сгн});$$

при $GP = 1$:

$$\mu_n' = f(B_6) \text{ — по табл. VI.6;}$$

$$\psi = f(B_6) \text{ — по табл. VI.7;}$$

$$\mu_n = \mu_n' e^{-j\psi};$$

$$Z_6 = K_{гн} b_6 / (2\mu_n l_m h_6 K_{сгн});$$

при $GP = 2$:

$C = f(B_6)$ — по табл. VI.2;

$$\psi = f(B_6) \text{ — по табл. VI.3;}$$

$$Z_6 = 0,35 C \frac{b_6}{4(l_m + h_6)} e^{j\psi}.$$

34. Падение магнитного напряжения в башмаке главного полюса:

если $KOMP = 1$, то $K = 0$;

если $KOMP = 0$, то:

$$P_6 = f(B_m) \text{ — по табл. VI.8;}$$

$$\psi = f(B_m) \text{ — по табл. VI.9;}$$

$$K = P_6 \alpha_1 e^{j\psi}.$$

35. Вспомогательная величина M :

при $DKP = 0$

$$M = 0;$$

при $DKP = 1$

$$M = (Z_d + Z_j) / (Z_d + Z_j + Z_{p0}).$$

36. Вспомогательная величина L :

при $DKP = 0$

$$L = (Z_{ок} + Z_d + Z_j) / (Z_p + Z_6);$$

при $DKP = 1$

$$L = (Z_{ок} + MZ_{p0}) / (Z_p + Z_6).$$

37. Переменная составляющая коммутирующего потока, B_6 :

если $KOMP = 0$, то

$$\Phi_{к\sim} = \frac{\omega_a'' [1 + (1 - K) L] - \omega_d (1 - M)}{L (Z_p + R_{\delta d}) + R_{\delta d}} i_{a\sim};$$

если $KOMP = 1$, то

$$\Phi_{к\sim} = \frac{(\omega_a'' - \omega_{к0}) (1 + L) - \omega_d (1 - M)}{L (Z_6 + Z_p + R_{\delta d}) + R_{\delta d}} i_{a\sim}.$$

38. Переменная составляющая реактивной э. д. с., B ,

$$E_{r\sim} = K_{II} e_{r\sim}.$$

39. Переменная составляющая коммутирующей э. д. с., B ,

$$\dot{E}_{к\sim} = \frac{2\omega_c v_a}{b_d + 2\delta_d} \dot{\Phi}_{к\sim}.$$

40. Трансформаторная э. д. с., B ,

$$\dot{E}_t = -j \cdot 2\pi / \omega_c \dot{\Phi}_{в\sim}.$$

41. Небалансная э. д. с., B :

$$\Delta \dot{E} = \dot{E}_{r\sim} + \dot{E}_{к\sim} + \dot{E}_t;$$

$$|\Delta \dot{E}| = \sqrt{(\operatorname{Re} [\Delta \dot{E}])^2 + (\operatorname{Im} [\Delta \dot{E}])^2}.$$

42. Координаты конца вектора $\dot{E}_{к\sim}$, B :

$$a_1 = \operatorname{Im} [\dot{E}_{к\sim}];$$

$$b_1 = \dot{E}_{r\sim} + \operatorname{Re} [\dot{E}_{к\sim}].$$

43. Координаты конца вектора $\dot{E}_{t1}$, B :

$$a_2 = \operatorname{Im} [\Delta \dot{E}_1];$$

$$b_2 = \operatorname{Re} [\Delta \dot{E}_1].$$

44. Координаты конца вектора $\dot{E}_{t2}$, B :

$$a_3 = \operatorname{Im} [\Delta \dot{E}_2];$$

$$b_3 = \operatorname{Re} [\Delta \dot{E}_2].$$

45. Координаты центра окружности э. д. с., B :

$$x_0 = \frac{(b_2 - b_1) (b_3 - b_1) (b_2 - b_3) + (b_3 - b_1) (a_2^2 - a_1^2) - (b_2 - b_1) (a_3^2 - a_1^2)}{2 [(b_3 - b_1) (a_2 - a_1) - (b_2 - b_1) (a_3 - a_1)]};$$

$$y_0 = \frac{b_3 - b_1}{2} - (a_3 - a_1) \frac{x_0 - (a_3 + a_1)/2}{b_3 - b_1}.$$

46. Координаты конца вектора небалансной э. д. с., B :

$$x_1 = x_0 \left(1 - \sqrt{\frac{(a_3 - b_1)^2 - (x_0 - a_1)^2}{a_3^2 - a_1^2}} \right);$$

$$y_1 = y_0 + (x_0 - x_1) \frac{y_0 - y_1}{x_0 - x_1}.$$

47. Минимальная небалансная э. д. с. при выбранном значении $\beta_{ном}$ и изменении индуктивности индуктивного шунта, B :

$$\Delta E_{\min} = |y_1 - jx_1|;$$

$$|\Delta E_{\min}| = \sqrt{y_1^2 + x_1^2}.$$

Расчет по пп. 42–47 производится только при последовательном возбуждении, т. е. если $WOSB = 1$ и $XLS = 1$; значения трансформаторной и небалансной э. д. с. с индексами 1 и 2 соответствуют $\Delta = \Delta_1$ и $\Delta = \Delta_2$.

Векторная диаграмма, иллюстрирующая результаты расчета, показана на рис. VI.5. Окружность с центром в точке с координатами x_0, y_0 соответствует точкам концов вектора $\dot{E}_t$ при различных значениях $\Delta = x_{Lш} / x_{Ln}$ для двигателя последовательного возбуждения. Таким образом, изменяя параметр Δ , можно достичь минимального значения ΔE , однако следует учесть, что обычно принимают $\Delta \leq 1$ с целью уменьшения массы индуктивного шунта. Большое влияние на ΔE оказывает значение параметра $\beta_{ном}$. При $\beta_{ном} \rightarrow 1$ растет э. д. с.

$\dot{E}_t$ и соответственно изменяется диаметр окружности, по которой перемещается конец вектора $\dot{E}_t$. Следовательно, изменяя $\beta_{ном}$ и Δ , можно получить $\Delta E \approx 0$ для наиболее тяжелого режима работы, который, как правило, соответствует конструктивной скорости движения локомотива и минимальному коэффициенту возбуждения. Однако, как будет показано в § 25.2, к изменению параметра $\beta_{ном}$ нужно относиться весьма осторожно, так как это оказывает большое влияние на работоспособность ТД и потери электроэнергии в оборудовании локомотива.

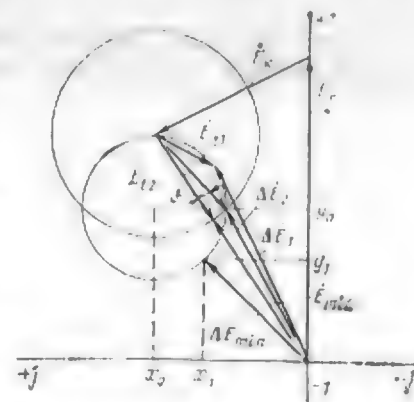


Рис. VI.5. Векторная диаграмма переменных э. д. с. в коммутирующих витках

Таблица VI.2. Зависимость $C(B)$ для стального литья

$C \cdot 10^{-6}$	3,9	4,0	4,1	4,2	4,4	4,6	4,8
B , Тл	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
$C \cdot 10^{-6}$	5,15	5,6	6,25	7,0	8,0	9,3	11,0
B , Тл	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7
							2,0

При независимом возбуждении векторы $\vec{E}_r$ и $\vec{E}_k$ не изменяют положения, показанного на рис. VI.5, если за базу принять якорную цепь. Модуль вектора $\vec{E}_r$ определяется для данного ТД коэффициентом пульсации тока в цепи возбуждения $K_{ин}$ и коэффициентом возбуждения в рассчитываемом режиме. Расчет проводят первоначально для угла α между переменными составляющими токов $\vec{I}_a$ и $\vec{I}_k$, равного нулю. При изменении угла α конец вектора $\vec{E}_r$ скользит по окружности радиуса $|\vec{E}_r|$ с центром в конце вектора $\vec{E}_k$. Минимальное значение небалансной э. д. с. $\Delta E_{мин}$ может быть достигнуто только при определенном значении α . Однако угол α изменяется в процессе регулирования тока возбуждения, поэтому при проектировании схемы локомотива нужно стремиться, чтобы этот угол, определяемый параметрами выпрямителей и цепей обмоток якоря и возбуждения, находился вблизи оптимальных значений.

Большое влияние на э. д. с. ΔE при независимом возбуждении оказывают также значения коэффициентов пульсации токов в цепях якоря $K_{ин}$ и возбуждения $K_{пов}$. Обычно требуется уменьшать $K_{ин}$, что связано с увеличением индуктивности сглаживающего реактора и ростом его массы и габаритных размеров.

Таким образом, настройка коммутации ТД пульсирующего тока при независимом возбуждении существенно сложнее, чем при последовательным.

При использовании табл. VI.2—VI.9, полученными из кривых [3], нужно учитывать, что все приведенные функции изменяются непрерывно. Поэтому если значение расчетной индукции не совпадает с табличными, то искомую функцию нужно определять с помощью линейной интерполяции. Если же значение индукции не входит в пределы таблицы, то принимают ближайшее крайнее значение функции.

Таблица VI.3. Зависимость $\psi(B)$ для стального литья

ψ , рад	0,9599	0,9477	0,9425	0,9425	0,9396	0,925	0,9076
B , Тл	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
ψ , рад	0,8988	0,8727	0,8552	0,8465	0,829	0,8203	0,8029
B , Тл	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7

Таблица VI.4. Зависимость $\mu_p(B)$ для электротехнической стали

μ_p , Гн/м $\cdot 10^{-4}$	5,6	5,5	5,35	5,25	5,05	4,8
B , Тл	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
μ_p , Гн/м $\cdot 10^{-4}$	4,5	4,2	3,75	3,15	2,4	1,75
B , Тл	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
μ_p , Гн/м $\cdot 10^{-4}$	1,2	0,8	0,5	0,3	0,206	0,144
B , Тл	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8
μ_p , Гн/м $\cdot 10^{-4}$	0,094	0,066	0,052	0,044	0,038	0,035
B , Тл	1,9	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4

Таблица VI.5. Зависимость $\psi(B)$ для электротехнической стали

ψ , рад	0,2618	0,2583	0,2583	0,2583	0,2566	0,2531
B , Тл	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
ψ , рад	0,2461	0,2391	0,2269	0,2182	0,2007	0,1798
B , Тл	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
ψ , рад	0,1536	0,1152	0,0873	0,0611	0,0436	0,0262
B , Тл	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8
ψ , рад	0,0175	0,0122	0,007	0,00524	0,00262	0
B , Тл	1,9	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4

10*

Таблица VI.6. Зависимость $\mu_n(B)$ для листовой конструкционной стали

μ_n , Гн/м·10 ⁻⁴	2,65	2,6	2,55	2,45	2,35	2,3
B , Тл	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
μ_n , Гн/м·10 ⁻⁴	2,15	2,0	1,85	1,65	1,4	1,25
B , Тл	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
μ_n , Гн/м·10 ⁻⁴	1,05	0,9	0,65	0,5	0,35	0,27
B , Тл	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8
μ_n , Гн/м·10 ⁻⁴	0,2	0,15	0,13	0,1	0	0
B , Тл	1,9	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4

Таблица VI.7. Зависимость $\psi(B)$ для листовой конструкционной стали

ψ , рад	0,3491	0,3431	0,3374	0,3316	0,3316	0,3316
B , Тл	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
ψ , рад	0,3229	0,3142	0,3054	0,2967	0,2793	0,2531
B , Тл	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
ψ , рад	0,2269	0,192	0,1571	0,1222	0,0872	0,0698
B , Тл	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8
ψ , рад	0,0523	0,0436	0,0349	0,032	0,0174	0,0087
B , Тл	1,9	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4

Таблица VI.8. Зависимость $P_G(B)$ для некомпенсированных ТД

P_G	0,56	0,6	0,64	0,66	0,72	0,76	0,78
B_m , Тл	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
P_G	0,82	0,85	0,88	0,9	0,935	0,95	0,965
B_m , Тл	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9

Таблица VI.9. Зависимость $\psi(B)$ для некомпенсированных ТД

ψ , рад	0,4363	0,4276	0,4189	0,4102	0,3927	0,384	0,3491
B_m , Тл	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
ψ , рад	0,3142	0,2793	0,2269	0,1715	0,1484	0,1047	0,0873
B_m , Тл	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9

§ 25.2. Выбор номинального коэффициента возбуждения

Известно, что применение постоянной шунтирования обмотки возбуждения ТД пульсирующего тока резистором вызвано необходимостью уменьшить трансформаторную э. д. с. в коммутирующих секциях до необходимого предела. Однако присоединение резистора к зажимам обмотки возбуждения оказывает большое влияние на ряд параметров ТД. Кроме того, в шунтирующем резисторе возникают значительные потери, которые в некоторых случаях могут достигать 2 % мощности, затрачиваемой на тягу. Все это заставляет весьма тщательно подбирать в каждом конкретном случае значение $\beta_{ном}$.

Суммарные активные потери в обмотке возбуждения и шунтирующем резисторе, Вт,

$$\Sigma P = I_n^2 r_n + 0,5 I_n^2 r_n + I_m^2 r_m + 0,5 I_m^2 r_m. \quad (VI.2)$$

Можно показать, что потери от переменной составляющей тока возбуждения незначительны. Поэтому

$$\Sigma P \approx I_n^2 r_n + I_m^2 r_m + 0,5 I_m^2 r_m, \quad (VI.3)$$

где $I_n^2 r_n$ — потери в обмотке возбуждения от постоянной составляющей тока:

$$I_n^2 r_n = (\beta_{ном} I_n)^2 r_n.$$

$I_{ш}^2 - r_{ш}$ — потери в шунтирующем резисторе от постоянной составляющей тока:

$$I_{ш-рш}^2 = (1 - \beta_{ном})^2 I_a^2 \frac{r_{ш}}{1 - \beta_{ном}} - I_a^2 \beta_{ном} (1 - \beta_{ном}) r_{ш};$$

$0,5 I_{ш\sim}^2 r_{ш}$ — потери в шунте от переменной составляющей тока.

Определим значение $I_{ш\sim}$, А. Опуская промежуточные преобразования, получаем

$$I_{ш\sim} = K_{ш} I_a \sqrt{\frac{[R_n(R_n + r_{ш}) + X_n^2]^2 - X_n^2 r_{ш}^2}{(R_n + r_{ш})^2 + X_n^2}}, \quad (VI.4)$$

где R_n и X_n — соответственно реальная и мнимая части Z_n (см. п. 19 § 25.1).

Окончательно получаем суммарные потери, Вт,

$$\Sigma P = I_a^2 \beta_{ном} r_n + 0,5 I_{ш\sim}^2 r_{ш}. \quad (VI.5)$$

Как показали расчеты большого количества вариантов электровозных ТД, обычно $R_n \approx X_n$, а отношение X_n/r_n изменяется в диапазоне 40—100. Сопротивление r_n у двигателей примерно одинаковой мощности колеблется в небольших пределах, поэтому можно исследовать зависимость ΣP от $\beta_{ном}$ при фиксированных значениях r_n и X_n/r_n . Результаты исследования при $r_n = 0,0118$ Ом и $X_n/r_n = 40$ и 90 приведены на рис. VI.6, из которого видно, что изменение $\beta_{ном}$ с 0,98 до 0,96 приводит к уменьшению потерь на 3,5 кВт при $X_n/r_n = 90$ и на 1 кВт — при $X_n/r_n = 40$. Таким образом, небольшие изменения $\beta_{ном}$ позволяют существенно уменьшить суммарные потери.

Рассмотрим влияние $\beta_{ном}$ на эквивалентное индуктивное сопротивление зашунтированной обмотки возбуждения, которое равно мнимой части ее эквивалентного сопротивления переменной составляющей тока, Ом:

$$X_{эв} = X_n \frac{r_{ш}^2}{(r_{ш} + R_n)^2 + X_n^2}. \quad (VI.6)$$

Назовем коэффициент при X_n в правой части выражения (VI.6) коэффициентом шунтирования $K_{ш}$ и исследуем его зависимость от $\beta_{ном}$. Обозначив $N = X_n/r_n$, получим

$$K_{ш} = \frac{\beta_{ном}^2}{2(1 - \beta_{ном})^2 N^2 + 2\beta_{ном} N(1 - \beta_{ном}) + \beta_{ном}^2}. \quad (VI.7)$$

При изменении N от 100 до 40 значение $K_{ш}$ находится в пределах 0,2—0,4 при $\beta_{ном} = 0,99$; $K_{ш} = 0,08 \div 0,2$ при $\beta_{ном} = 0,98$; $K_{ш} = 0,04 \div 0,11$ при $\beta_{ном} = 0,97$ и $K_{ш} = 0,03 \div 0,07$ при $\beta_{ном} = 0,96$. Так как индуктивное сопротивление сглаживающего реактора в расчете на один тяговый двигатель обычно не превышает $(0,8 \div 1) X_n$, то можно сделать вывод, что при

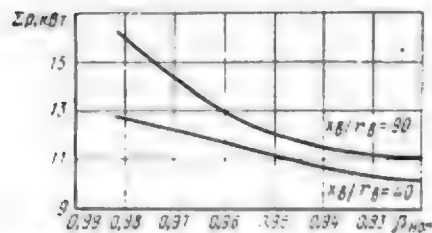


Рис. VI.6. К расчету потерь в тяговом двигателе пульсирующего тока

$\beta_{ном} < 0,97$ эквивалентная индуктивность обмотки возбуждения не оказывает влияния на якорную цепь. При $\beta_{ном} \geq 0,98$ можно попытаться уменьшить индуктивность сглаживающего реактора, что может компенсировать увеличение потерь в шунте.

Влияние $\beta_{ном}$ на значение небалансной э. д. с. следует оценивать по методике § 25.1. К изменению $\beta_{ном}$ для уменьшения небалансной э. д. с. прибегают лишь тогда, когда исчерпаны остальные возможности: шихтовка добавочных полюсов из изолированных листов, уменьшение числа короткозамкнутых контуров на пути коммутирующего потока, изменение индуктивности индуктивного шунта и т. д.

В § 5.2 приведена методика, позволяющая оценить влияние $\beta_{ном}$ на переходные процессы в ТД. С увеличением $\beta_{ном}$ амплитуды бросков при переходных процессах уменьшаются, однако при $\beta_{ном} > 0,97$ это уменьшение незначительно.

Таким образом можно рекомендовать предварительно выбирать $\beta_{ном} = 0,96 \div 0,98$ с последующим уточнением по рассмотренным в данном параграфе зависимостям.

Глава 26. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПУЛЬСИРУЮЩЕГО ТОКА

§ 26.1. Шихтованные вставки в остоле тягового двигателя и шихтованные сердечники добавочных полюсов

Из § 24.1 следует (см. рис. VI.3, б), что для ослабления влияния вихревых токов в массивных участках магнитопровода на коммутацию переменного тока нужно либо уменьшить углы магнитного запаздывания, либо изменить численное соотношение между м. д. с. обмоток добавочных полюсов и якоря. Можно также улучшить условия коммутации, если выполнить условие $\alpha_d < \alpha_a$, т. е. изменить один из углов магнитного запаздывания α_d или α_a . Оценим эти возможности.

Шихтованные вставки. Из-за малого коммутирующего потока Φ_k для удовлетворительной компенсации э. д. с. $e_{r\sim}$ достаточно иметь шихтованной лишь часть магнитопровода остова. Однако должно быть учтено следующее: шихтованные вставки не должны насыщаться основным магнитным потоком и в них не должно быть заметных добавочных потерь от переменного потока. При этом существенно уменьшаются углы магнитного запаздывания.

На первых образцах тяговых двигателей пульсирующего тока (НБ-412М) под главными полюсами по всей поверхности расточки остова укладывались три-четыре листа электромагнитной стали. Такое конструктивное мероприятие оказалось неэффективным, поскольку оба перечисленных выше условия нарушались.

Наиболее полно отвечает отмеченным требованиям конструкция шихтованных вставок, представленная на рис. VI.7. Расположение листов электрической стали таково, что и основной поток и поток рассеяния от главных и добавочных полюсов входят в узкое сечение ли-

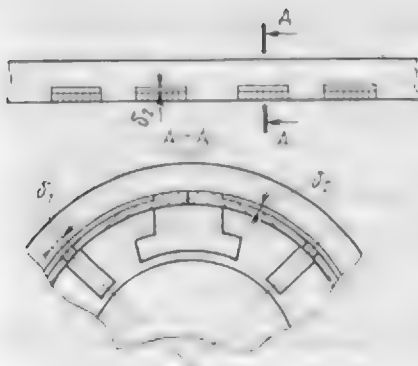


Рис. VI.7. Эскиз шихтованных вставок

ство стали. Для уменьшения насыщения вставок от основного магнитного потока использованы воздушные зазоры δ_1 и δ_2 . Зазор δ_1 (обычно 5—10 мм) препятствует замыканию главного потока между противоположными полюсами и не препятствует прохождению потока Φ_k по шихтованным вставкам. Зазор δ_2 (обычно 3—5 мм) препятствует замыканию через шихтованные вставки потоков рассеяния главных полюсов. Для пропускания требуемого магнитного потока Φ_k достаточно разместить шихтованные вставки в канавках остова по длине, занимающей лишь часть активной длины машины l_a .

Шихтованные вставки, представленные на рис. VI.7, были опробованы на тяговом двигателе НБ-412М, что позволило отметить их эффективность по компенсации э. д. с. $e_{r\sim}$. Смещение вектора Φ_k относительно тока добавочных полюсов оказалось равным 23° вместо 69° при отсутствии шихтованных вставок. Коммутирующий поток (а следовательно, и э. д. с. $e_{k\sim}$) увеличился почти в 2 раза. Степень искрения щеток уменьшилась примерно на 1 балл.

Шихтованные сердечники. Поскольку сердечник добавочного полюса представляет собой значительную часть магнитопровода для коммутирующего потока, его шихтовка также желательна. Узкие стороны листов стали должны быть направлены перпендикулярно оси машины. В этом случае как коммутирующий поток, так и поток рассеяния от обмотки добавочных полюсов будет входить в узкое сечение листов, не вызывая существенных потерь от вихревых токов. Для крепления добавочных полюсов к остову в шихтованный сердечник приходится вставлять стальной стержень. Шихтованные стенки сердечника по обе стороны стержня должны быть достаточной толщины для пропускания потока $\Phi_{k\sim}$.

Для тяговых двигателей пульсирующего тока следует увеличивать зазоры у сердечников добавочных полюсов, поскольку при этом благоприятно изменяется соотношение F_d/F_a , что приводит к уменьшению угла смещения потока Φ_k от тока обмотки добавочных полюсов. Это обстоятельство нужно учитывать в первую очередь для тяговых двигателей без компенсационной обмотки.

§ 26.2. Требования к элементам конструкции

Влияние числа полюсов и компенсационной обмотки на коммутацию переменной составляющей тока. Для тяговых двигателей пульсирующего тока желательно увеличивать число полюсов. При этом уменьшается относительная доля массивных участков магнитопровода в общей его длине, а также увеличивается отношение F_d/F_a . По-

следнее связано с тем, что м. д. с. F_a пропорциональна полюсному делению при заданной линейной нагрузке, а в м. д. с. F_d значительную долю составляет магнитное напряжение воздушных зазоров, как правило, мало зависящее от числа полюсов.

Разумеется, выбор числа полюсов определяется не только условиями коммутации, но прежде всего потенциальными условиями на коллекторе, которые при увеличении числа полюсов ухудшаются, если напряжение на коллекторе не снижается пропорционально числу полюсов. Увеличение числа полюсов также приводит к росту магнитных потерь при сохранении частоты вращения и к усложнению щеточного аппарата. Опыт показал, что для $2p = 4$ при обычном исполнении электровозных двигателей удовлетворительно решить задачу коммутации переменной составляющей тока не удается. Увеличение числа полюсов до шести заметно улучшило положение. При мощности тягового двигателя пульсирующего тока 900 кВт и выше желательно перейти даже на $2p = 8$, так как это улучшит коммутацию не только переменной, но и постоянной составляющей тока.

Компенсационная обмотка довольно резко увеличивает соотношение F_d/F_a , точнее в этом случае соотношение $F_d/(F_a - F_{ko})$. Благоприятное воздействие компенсационной обмотки на коммутацию переменной составляющей тока поясняется векторной диаграммой рис. VI.8.

На рис. VI.8 отложены векторы м. д. с. $(F_{a\sim} - F_{ko\sim})$ и $F_{d\sim}$. Результирующий вектор м. д. с., обуславливающий коммутирующий поток Φ_k , почти совпадает с вектором $F_{d\sim}$, что обеспечивает хорошую компенсацию реактивной э. д. с. $e_{r\sim}$ и малое значение нескомпенсированной э. д. с. Малая потребляемая м. д. с. обмотки добавочных полюсов позволяет отодвинуть предел насыщения системы добавочных полюсов при переходных процессах.

Дополнительные требования. При проектировании тяговых двигателей пульсирующего тока нужно, чтобы переменные магнитные потоки были по возможности меньшими и на путях их замыкания не встречались контуры с высокой электрической проводимостью. Особенно требуют внимания потоки рассеяния, порождаемые переменными токами обмоток якоря и добавочных полюсов. К числу полезных мероприятий могут быть отнесены следующие.

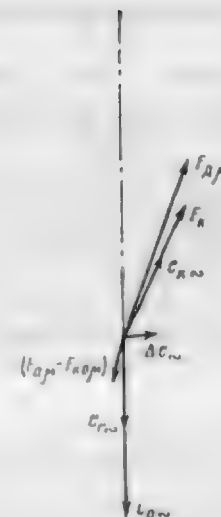


Рис. VI.8. Векторная диаграмма переменных э. д. с. тягового двигателя с компенсационной обмоткой

Пружинящие фланцы и другие металлические прокладки под полюсами должны быть разрезными.

Сердечник главного полюса, так же как и добавочного, желательно набирать из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм.

Провод главных и добавочных полюсов следует располагать в катушках на «ребро», т. е. узкой стороной к сердечникам.

В зазоре между сердечником добавочного полюса и остовом должна размещаться либо прокладка из текстолита, либо металлическая, но обязательно с разрезами, уменьшающими проводимость вихревым токам от переменных потоков.

Конструктор, размещая в тяговом двигателе пульсирующего тока какой-либо металлический элемент, должен убедиться в том, что он не будет расположен на пути интенсивного переменного магнитного потока.

В заключение можно отметить, что в настоящее время проектирование тяговых двигателей пульсирующего тока не представляет каких-либо дополнительных значительных трудностей по сравнению с проектированием тяговых двигателей постоянного тока. Увеличение числа полюсов до $2p = 6$ или 8 и применение компенсационной обмотки для электровозных тяговых двигателей позволяют применить традиционную конструкцию с литым магнитопроводом остова. Снижение напряжения на коллекторе и особенно на изоляции благоприятно для тяговых двигателей, что дает возможность выполнять тяговые двигатели пульсирующего тока на большую мощность и момент по сравнению с тяговыми двигателями постоянного тока.

§ 26.3. Контуры $r-L-C$, шунтирующие обмотки тягового двигателя

Компенсацию переменной составляющей реактивной э. д. с. можно улучшить для тяговых двигателей с массивным магнитопроводом остова, если добиться увеличения угла смещения между вектором м. д. с. $F_{\alpha\sim}$ и током якоря. Это иллюстрируется векторной диаграммой рис. VI.9.

Шунтирование якоря контуром $r-L-C$ (рис. VI.10) при правильном выборе параметров обеспечивает отставание вектора тока $i'_{a\sim}$ от вектора тока $i_{a\sim}$, являющегося векторной суммой $i_{a\sim} = i_{ш} + i'_{a\sim}$, и некоторое уменьшение м. д. с. $F_{a\sim}$, чем и достигается требуемое улучшение компенсации реактивной э. д. с. На векторной диаграмме (см. рис. VI.9) отложены векторы м. д. с. $F_{\alpha\sim}$ и $F_{\alpha\sim}$ при отсутствии шунтирования якоря контуром $r-L-C$. Они создают результирующий вектор м. д. с. $F_{\alpha\sim}$, неблагоприятный для компенсации реактивной э. д. с. $e_{r\sim}$.

Шунтирование якорной обмотки контуром $r-L-C$ позволяет получить вектор тока в ней $i'_{a\sim}$. Учитывая, что угол магнитного запаздывания α_a сохраняется неизменным, по вектору тока $i'_{a\sim}$ может быть построено новое значение вектора м. д. с. $F'_{\alpha\sim}$, которое и обеспечит более благоприятное расположение результирующей м. д. с. $F'_{\alpha\sim}$. По контуру $r-L-C$ пойдет ток, характеризуемый вектором $i_{ш}$.



Рис. VI.9. Векторная диаграмма переменных м. д. с. тягового двигателя при шунтировании якоря контуром $r-L-C$

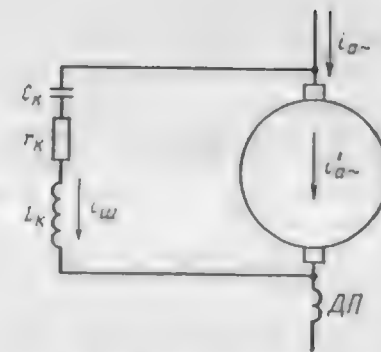


Рис. VI.10. Схема шунтирования якоря контуром $r-L-C$

Это мероприятие было опробовано на тяговом двигателе НБ-412М и оказалось весьма эффективным [10]. В схеме контура использовались конденсатор емкостью 107 мкФ на напряжение 2000 В, реактор индуктивностью 24 мГн и резистор сопротивлением 2,5 Ом. Ток шунта составлял 30 А. Конденсатор использован для того, чтобы в контуре исключить ток от постоянной составляющей напряжения.

Для расчета параметров контура нужно для исходной векторной диаграммы (контур разомкнут) определить требуемое положение вектора $F'_{\alpha\sim}$, а затем и вектора $F'_{\alpha\sim}$. Далее находят векторы токов $i'_{a\sim}$ и $i_{ш}$. По последнему вектору при известном векторе напряжения $U_{a\sim}$ и определяют параметры контура.

Для того чтобы сместить нужным образом вектор м. д. с. $F_{\alpha\sim}$ (уменьшить угол α_{α}), необходимо в контур $r-L-C$, шунтирующий обмотки добавочных полюсов, ввести э. д. с. постороннего источника, определенным образом сдвинутую относительно тока $i_{\sim}$. Это можно выполнить, сделав отпайку от части витков сглаживающего реактора. Емкость контура в этом варианте резко сокращается, но при этом усложняется его схема. Этот вариант шунтирования обмотки контуром $r-L-C$ также был опробован на тяговом двигателе НБ-412М и оказался достаточно эффективным средством улучшения коммутации переменной составляющей тока [10]. Большой интерес представляет контур, шунтирующий обмотку якоря. Он может найти применение, если по каким-то причинам нежелательно использовать компенсационную обмотку и увеличивать число полюсов свыше четырех.

Глава 27. ПОВЕРОЧНЫЙ РАСЧЕТ ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО (ПУЛЬСИРУЮЩЕГО) ТОКА

§ 27.1. Исходные данные для расчета и их подготовка

Приведенный ниже пример включает в себя расчеты: размеров, электромагнитные и тепловые. Все расчеты, кроме тепловых, выполнены для часового режима, тепловые — для продолжительного.

Возбуждение двигателя последовательное. Хотя тяговый двигатель предназначен для работы на пульсирующем токе, но расчет его ведется по постоянной составляющей пульсирующего тока, аналогично расчету двигателя постоянного тока.

Превышения температуры обмоток, полученные по расчету, должны быть увеличены на 8—12 °С для двигателя пульсирующего тока. Обмотка возбуждения выполнена с постоянным шунтированием резистором ($R_{ном}$) для проведения переменной составляющей тока и уменьшения пульсации магнитного потока. Сердечник добавочного полюса для улучшения коммутации на пульсирующем токе выполнен шихтованным.

Пример расчета является одновременно и алгоритмом для расчета на ЭВМ по программе (см. приложение 2), поэтому выполнено следующее.

1. Исходные данные всех расчетов объединены в один список, в котором приведены, кроме обычно принятых обозначений параметров, и машинные обозначения (идентификаторы) в программе.

2. Кривые намагничивания $B(H)$ разделены на четыре участка; на каждом участке кривая намагничивания аппроксимирована полиномом 4-й степени; при «ручном» расчете находить значение напряженности можно по кривым намагничивания сталей (приложения 9,10).

3. В каждом пункте расчета рядом с обычным символом рассчитываемой величины приведен его идентификатор в программе. Например, в п. 19 (см. с. 316) рассчитывается полюсное деление: символ τ_a , впереди него стоит идентификатор — В (1). Это позволяет легко ориентироваться как в алгоритме, так и в программе.

4. Иногда, когда значение средней длины полусекции $l_{ср}$ известно, расчет его не должен проводиться по программе, что предусмотрено в п. 42 алгоритма.

Проектирование тягового двигателя начинается с задания на проектирование.

Проектное задание

Род работы	грузовой электровоз
Передача	двусторонняя
Ширина колеи, мм	1520
Диаметр ведущего колеса, м:	
нового $D_{вк}$	1,25
среднеэквивалентного $D'_{вк}$	1,2

Диаметр оси колесной пары d_o , мм	205
Подвешивание	опорно-осевое
Расстояние между нижней точкой кожуха зубчатой передачи и головкой рельса (клиренс) b , мм	120
Модуль зацепления (торцовый) m_a	11
Мощность на валу двигателя, кВт, в режиме:	
часовом $P_ч$	800
продолжительном $P_{пр}$	750
Напряжение на зажимах двигателя U , В	950
Напряжение на изоляции $U_{из}$, В	1000
Скорость движения электровоза, км/ч, в режиме:	
часовом $v_ч$	50,5
продолжительном $v_{пр}$	49,7
Конструкционная скорость электровоза v_{max} , км/ч	110
Коэффициент использования мощности $K_{и}$ при v_{max}	более 0,6
Класс нагревостойкости изоляции обмоток	F
Коэффициент пульсации тока $K_{п}$ в номинальном режиме	0,2
Вентиляция	независимая
Расход вентилирующего воздуха Q , м³/мин	95

Данные проектного задания входят в исходные данные (пп. 1, 2, 6, 9, 11—14, 114). Опишем, как задаются некоторые наиболее важные и трудно определяемые исходные данные.

Наибольший диаметр делительной окружности зубчатого колеса (см. § 6.3)

$$D_z = D_{вк} - 2(h + \Delta) = 1250 - 2(120 + 20) = 970 \text{ мм},$$

где $\Delta = 20$ мм — расстояние от наружной стенки кожуха зубчатой передачи до делительной окружности зубчатого колеса.

Максимальное число зубьев колеса

$$Z_K = D_z / m_a = 970 / 11 = 88,18.$$

Примем $Z_K = 88$ (п. 8).

Число зубьев шестерни наименьшее

$$Z_{ш} = 21 \text{ (п.7)}.$$

Коррекция зубчатой передачи определяется коэффициентом

$$\xi'_K = 0,409 \text{ (п.10)}.$$

К.п.д. $\eta_ч$ и $\eta_{пр}$ (пп. 3, 4) принимаются предварительно, а затем уточняются после расчета.

К. п. д. зубчатой передачи для номинального режима $\eta_z = 0,975$ (п. 5). Диаметр якоря $D_a = 0,66$ мм (п. 15) выбран на основе предварительного анализа. Большое число пазов $Z = 117$ (п. 17) и малое число коллекторных пластин на паз $u_K = 3$ (п. 18) приняты для улучшения коммутации и уменьшения превышения температуры обмотки якоря.

По эскизу магнитной цепи тягового двигателя (рис. VI.11) определяют исходные данные — размеры магнитопровода.

По допустимой плотности тока выбраны сечения обмоток. В табл. VI. 10 и VI.11 приведены данные, которые служат основой для расчета некоторых исходных данных (табл. VI.12).

Определим размеры катушки главного полюса при предварительно принятом числе витков главного полюса $w_B = 8$ (п. 69 исходных данных) и размерах меди проводника $5,5 \times 35$ мм.

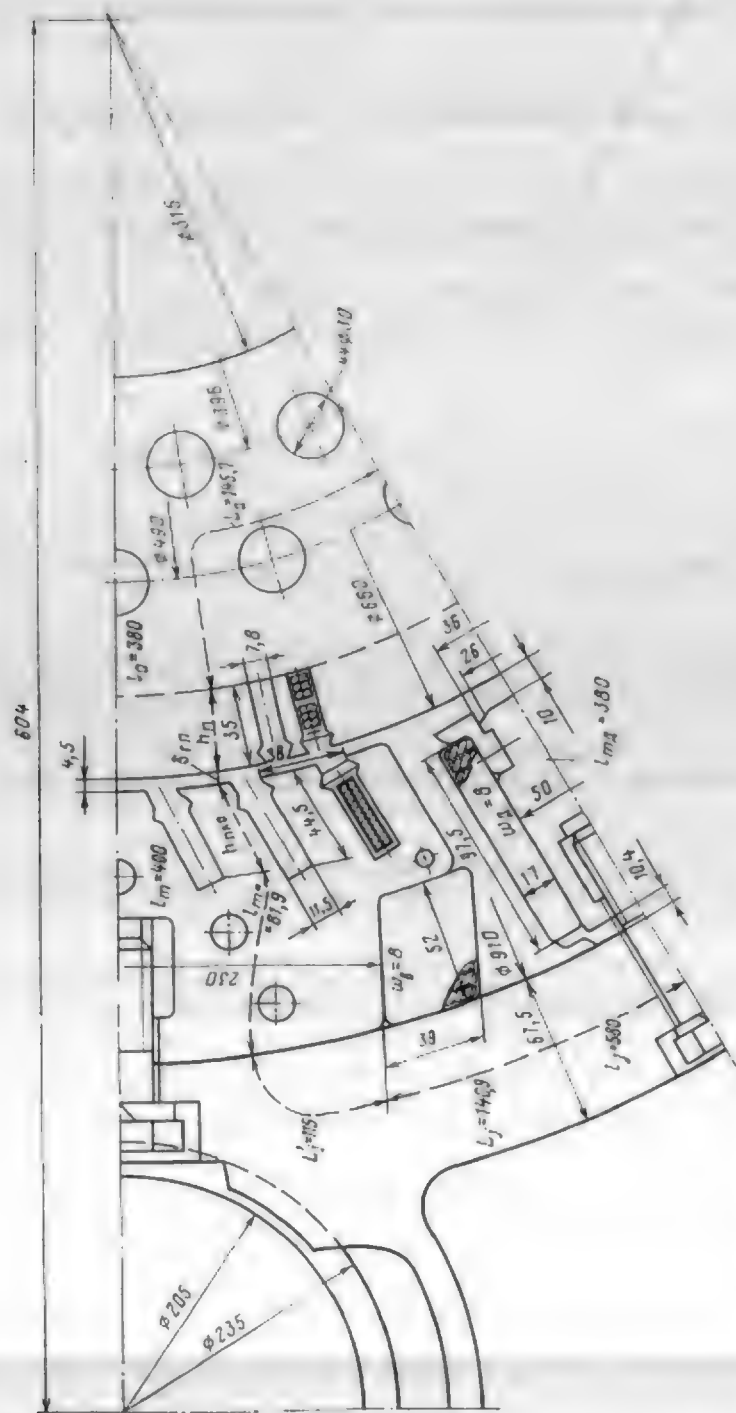


Рис. VI.11. Эскиз магнитной цепи тягового двигателя:
 $L_j=140.9$ мм; $Z=117$; $l_j=580$ мм; $L_m=81.9$ мм; $L_j=115$ мм; $\delta_{np}=4.5$ мм; $L_n=145.7$ мм; $L_n=380$ мм; $l_m=400$ мм

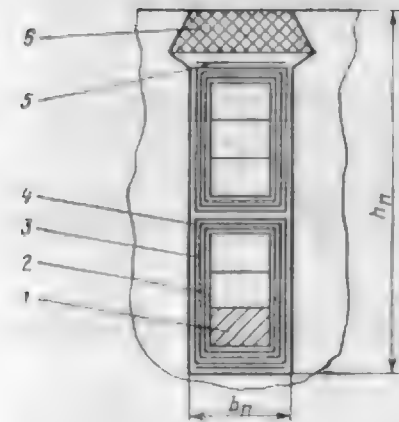


Рис. VI.12. Изоляция паза якоря

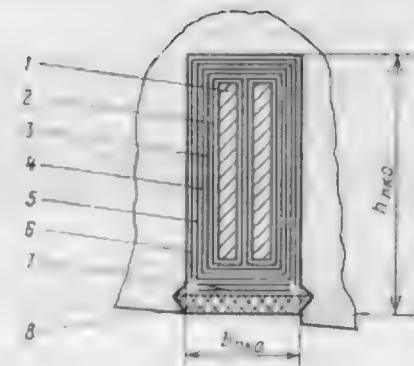


Рис. VI.13. Изоляция паза компенсационной обмотки

Таблица VI.10. Заполнение паза якоря

Позиция по рис. VI.12	Материал	Размер по ширине паза, мм	Размер по высоте паза, мм
Провод 1	Медь [провод неизолированный 4×5.6 мм; 21.54 мм ² , ГОСТ 434—78 и провод изолированный 4.35×5.95 (ПЭТВПСД)]	$5.95 \times 1 = 5.95$	$4.35 \times 6 = 26.1$
Корпусная изоляция 2	Стеклоэпоксидная лента ЛСЭК-5-СПл толщиной 0.08 мм, 4 слоя в половину ширины ленты	$0.08 \times 4 \times 2 \times 2 = 1.28$	$0.08 \times 4 \times 2 \times 2 = 2.56$
Корпусная изоляция 3	Фторопластовая лента толщиной 0.025 мм, один слой в половину ширины ленты	$0.025 \times 1 \times 2 \times 2 = 0.1$	$0.025 \times 1 \times 2 \times 2 = 0.2$
Покровная изоляция 4	Стеклолента толщиной 0.1 мм, один слой встык	$0.1 \times 1 \times 1 \times 2 = 0.2$	$0.1 \times 1 \times 1 \times 2 = 0.4$
Прокладки 5	Стеклопласт толщиной 0.5 мм	—	Под клин $0.5 \times 2 = 1.0$; на дно $0.5 \times 1 = 0.5$
Клин 6	Стеклопластик толщиной 4 мм	—	$4 \times 1 = 4$
Зазор на укладку, промазку, «распушение»		0.12	0.24
Размеры паза в свету		$b'_n = 7.65$	$h'_n = 35$
Допуск на расшивку		0.15	—
Размеры паза в штампе		$b_n = 7.8$	$h_n = 35$

Высота катушки, мм

Медь 5,5×8 44

Изоляция:

межвитковая (асбестовые прокладки толщиной 0,6 мм, 7 шт.) 0,6×7 4,2
 корпусная (лента стеклослюдинитовая ЛСКН толщиной 0,13 мм, 5 слоев в половину ширины ленты) 0,13×5×2×2 2,6
 покровная (стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой в половину ширины ленты 0,1×1×2×2 0,4

Общая высота ~52

Ширина катушки, мм

Медь 35

Изоляция:

корпусная (то же, что и по высоте катушки) 2,6
 покровная (то же, что и по высоте катушки) 0,4

Общая ширина 38

Размеры катушки добавочного полюса при предварительно определенном по формуле (V.137) числе витков добавочного полюса $w_d = 8$ и размерах меди проводника, разделенного на две части по высоте $(14 \times 5,6) \times 2$; 155,08 мм².

Высота катушки, мм

Медь 5,6×2×8 89,6

Изоляция:

межвитковая (то же, что и по высоте катушки главного полюса) 4,2
 корпусная (то же, что и по высоте катушки главного полюса) 2,6
 покровная (то же, что и по высоте катушки главного полюса) 0,4

Общая высота с «распушением» 1% 97,5

Ширина катушки, мм

Медь 14

Изоляция:

корпусная (то же, что и по высоте катушки) 2,6
 покровная (то же, что и по высоте катушки) 0,4

Общая ширина 17

Рассмотрим, как были выбраны или рассчитаны значения остальных исходных данных (см. табл. VI.12):

п. 16. $p = 3$ — принято согласно рекомендациям § 17.2 для мощности двигателя $P_{\text{д}} = 800$ кВт и напряжения $U = 950$ В;

п. 19. $y_k = 1$, так как выбрана простая петлевая обмотка, рекомендуемая в § 18.1 для мощности $P_{\text{д}} = 800$ кВт;

п. 20. $q_a = 21,54$ мм² — выбрано по допустимой плотности тока j_a (см. § 18.4) и по ГОСТ 434—78;

пп. 21, 22. b_m, h_m — размеры неизолированного проводника выбраны по ГОСТ 434—78 для $q_a = 21,54$ мм²;

п. 23. $h_y = 1$, так как проводник не разделен по высоте;

п. 24. $n_x = 1$ при вертикальной укладке проводников в пазу якоря;

п. 25. $a = 3$, так как для простой петлевой обмотки $a = p$;

Таблица VI.11. Заполнение паза компенсационной обмотки

Позиции по рис. VI.13	Материал	Размер по ширине паза, мм	Размер по высоте паза, мм
Провод 1	Медь (провод неизолированный 3,53×35 мм; 120,9 мм ²)	$3,53 \times 2 = 7,06$	$35 \times 1 = 35$
Витковая изоляция 2	Стеклослюдинитовая лента ЛСЭК-5-СПл толщиной 0,11 мм, один слой в половину ширины ленты	$0,11 \times 1 \times 2 \times 2 = 0,88$	$0,11 \times 1 \times 2 \times 2 = 0,44$
Корпусная изоляция 3	Стеклослюдинитовая лента ЛСЭК-5-СПл толщиной 0,11 мм, 4 слоя в половину ширины ленты	$0,11 \times 4 \times 2 \times 2 = 1,76$	$0,11 \times 4 \times 2 \times 2 = 1,76$
Корпусная изоляция 4	Фторопластовая лента толщиной 0,025 мм, один слой в половину ширины ленты	$0,025 \times 1 \times 2 \times 2 = 0,1$	$0,025 \times 1 \times 2 \times 2 = 0,1$
Покровная изоляция 5	Стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой встык	$0,1 \times 1 \times 1 \times 2 = 0,2$	$0,1 \times 1 \times 1 \times 2 = 0,2$
Гильза 6	Стеклопласт толщиной 0,12 мм	$0,12 \times 2 = 0,24$	$0,12 \times 1 = 0,12$
Прокладки 7	Стеклопласт толщиной 0,5 мм	—	$0,5 \times 4 = 2,0$
Клин 8	Стеклопластик	—	$4,0 \times 1 = 4,0$
Зазор на укладку, промазку		1,06	0,88
Размер паза в свету		$b'_{\text{пко}} = 11,3$	$h'_{\text{пко}} = 44,5$
Расшихтовка		0,2	—
Размер паза в штампе		$b_{\text{пко}} = 11,5$	$h_{\text{пко}} = 44,5$

п. 26. $\xi_{\text{п}} = 0,5$ в соответствии с § 18.2 для петлевой обмотки;
 п. 27. $n_y = 2$. Число уравнивателей на паз принято наибольшим по условию размещения их в передней лобовой части;

пп. 28, 29. $b_{\text{п}}, h_{\text{п}}$ получены ранее при расчете заполнения паза якоря;

п. 30. $K_{\text{ср}} = 0,94$ для лакированной стали по данным § 18.5;

пп. 31—33. Если значения $l_{\text{ср}a}, l_a, L_p$ не известны заранее, а будут рассчитываться по программе, то принять $l_{\text{ср}a} = 0; l_a = 0; L_p = 0$. Отметим, что по рис. VI. 14: $l_{\text{ср}a} = l_a + 0,5 L_p; l_a = L_a + L_{\text{п}}; L_p = L_{\text{пз}} + L_{\text{пн}};$

п. 34. Δx вычисляются по рис. VI. 12 и табл. VI.10. $\Delta x = 0,35/2 = 0,64 + 0,05 + 0,1 = 0,965$ мм = 0,000965 м [здесь 0,35/2 — толщина витковой изоляции на одну сторону, мм; (0,64+0,05) — толщина корпусной изоляции на одну сторону, мм; 0,1 — толщина покровной изоляции на одну сторону, мм];

п. 35. C_1 вычисляются по рис. VI. 12 и табл. VI. 10:
 $C_1 = 0,12 + 0,15 = 0,27$ мм = 0,00027 м (здесь 0,12 — зазор на укладку катушки, промазку и «распушение» изоляции по ширине паза, мм; 0,15 — размер на расшихтовку стали сердечника якоря по ширине паза, мм);

пп. 36—47. Значения этих пунктов заполняют в соответствии с рис. VI.14;

п. 48. $\alpha_0 = 0,7$ принят по рекомендациям § 17.3 для машин с компенсационной обмоткой;

п. 49. $\omega_c = 1$ для тяговых двигателей электровозов [при $\omega_c > 1$ резко возрастает реактивная э.д.с., так как в формулы (V.127). (V.129) для расчета последней ω_c входит в квадрат];

п. 50. $h_{\text{кл}} = 0,004$ м — значение принято предварительно (см. рис. VI.14); его уточняют по результатам механического расчета;

Таблица VI.12. Исходные данные для поверочного расчета тягового двигателя

Номер пункта	Параметр	Машинное обозначение параметра	Значение параметра
1	Мощность двигателя в часовом режиме $P_{\text{ч}}$, кВт	P1	800
2	Мощность двигателя в продолжительном режиме $P_{\text{д}}$, кВт	PP	750
3	К. п. д. часового режима $\eta_{\text{ч}}$	KPD1	0,938
4	К. п. д. продолжительного режима $\eta_{\text{д}}$	KPDP	0,94
5	К. п. д. зубчатой передачи $\eta_{\text{з}}$	KPD3	0,975
6	Напряжение на выводах двигателя U , В	U	950
7	Число зубьев шестерни $Z_{\text{ш}}$	Z1	21
8	Число зубьев колеса $Z_{\text{к}}$	Z2	88
9	Модуль зубчатой передачи торцовый m	MS	11
10	Коэффициент коррекции зубцов передачи $\xi_{\text{з}}$	KAP	0,469
11	Скорость электровоза в продолжительном режиме $v_{\text{д}}$, км/ч	VEP	50,5
12	Скорость электровоза в часовом режиме $v_{\text{ч}}$, км/ч	VE1	49,7
13	Конструкционная скорость электровоза $v_{\text{мал}}$, км/ч	VE-M	110
14	Диаметр ведущего колеса (среднеизношенный) $D_{\text{вк}}$, м	DAK	1,2
15	Диаметр сердечника якоря D , м	DA	0,66
16	Число пар полюсов p	P	3
17	Число пазов якоря Z	ZA	117
18	Число коллекторных пластин на паз $u_{\text{к}}$	UK	3
19	Шаг обмотки результирующий (по коллектору) $y_{\text{к}}$	YK	1
20	Площадь сечения проводника якоря $q_{\text{я}}$, мм ²	GA	21,54
21	Ширина проводника якоря $b_{\text{я}}$, м	BM	0,0056
22	Высота элементарного проводника якоря $h_{\text{я}}$, м	HM	0,004
23	Число элементарных проводников по высоте эффективного проводника $l_{\text{в}}$	NY	1
24	Число проводников по ширине паза $l_{\text{з}}$	NX	1
25	Число пар параллельных ветвей обмотки якоря a	A	3
26	Укорочение обмотки якоря (по пазам) $e_{\text{я}}$	EP	0,5
27	Число уравнивателей на паз якоря $u_{\text{з}}$	UY	2
28	Ширина паза якоря (в штампе) $b_{\text{я}}$, м	BP	0,0078
29	Высота паза якоря (в штампе) $h_{\text{я}}$, м	HP	0,035
30	Коэффициент заполнения сталью сердечника якоря $K_{\text{сн}}$	KA	0,94
31	Средняя длина полусекции якоря $l_{\text{ср.я}}$, м	LAS	0
32	Общая длина вылетов лобовых частей якоря $l_{\text{д}}$, м	LL	0
33	Общая длина развернутых вылетов лобовых частей якоря $L_{\text{р}}$, м	LR	0
34	Толщина изоляции катушки якоря на одну сторону Δx , м	DX	0,000965
35	Размер на укладку, расшивку и гильзу по ширине паза G_1 , м	CI	0,00027

Продолжение табл. VI.12

Номер пункта	Параметр	Машинное обозначение параметра	Значение параметра
36	Радиус изгиба в головке катушки якоря r_1 , м	R1	0,003
37	Зазор между проводниками в головке катушки якоря $\Delta_{\text{пр}}$, м	DPR	0,001
38	Толщина изоляции в головке катушки якоря $\Delta_{\text{г}}$, м	DG	0,0015
39	Толщина прокладки на дно паза якоря l_1 пр. м	I1P	0,0
40	Толщина прокладки между пакетами обмотки якоря l_2 пр. м	I2P	0,0
41	Толщина прокладок под клином в пазу якоря l_3 , м	I3	0,001
42	Коэффициент смещения головки катушки якоря μ_0	MO	0,5
43	Высота пакета катушки якоря h_1 , м	H1	0,01463
44	Радиус изгиба лобовых частей обмотки якоря r_2 , м	R2	0,006
45	Прямолинейный участок выхода катушки якоря $H_{\text{д}}$, м	HL	0,022
46	Длина участка перекручивания катушки якоря G , м	G	0,017
47	Длина сердечника якоря $l_{\text{с}}$, м	LA	0,38
48	Расчетный коэффициент полюсного перекрытия $\alpha_{\text{д}}$	AD	0,7
49	Число витков в секции якоря $w_{\text{с}}$	WS	1
50	Высота клина якоря $h_{\text{кл}}$, м	HKL	0,004
51	Число вентиляционных каналов якоря $m_{\text{к}}$	MKV	44
52	Диаметр вентиляционного канала якоря $d_{\text{к}}$, м	DKV	0,03
53	Число рядов вентиляционных каналов якоря $n_{\text{к}}$	NKV	2
54	Внутренний диаметр сердечника якоря D_1 , м	DI	0,315
55	Число параллельных ветвей компенсационной обмотки $a_{\text{ко}}$	LKO	1
56	Число проводников компенсационной обмотки на полюс $N_{1\text{ко}}$	NZKO	12
57	Число проводников в одном пазу компенсационной обмотки $N'_{2\text{ко}}$	NZKO1	2
58	Число пазов компенсационной обмотки на полюс $Z_{\text{ко}}$	ZKO	6
59	Прямолинейный участок выхода компенсационной обмотки $H_{\text{лко}}$, м	HLKO	0,025
60	Ширина паза компенсационной обмотки $b_{\text{лко}}$, м	BRKO	0,0115
61	Зазор между торцовыми частями в лобовой части компенсационной обмотки $\Delta_{\text{лко}}$, м	DKO	0,005
62	Высота паза компенсационной обмотки $h_{\text{лко}}$, м	HRKO	0,0445
63	Зазор под сердечником главного полюса $\delta_{\text{гп}}$, м	DEL	0,0045
64	Длина сердечника главного полюса $l_{\text{м}}$, м	LM	0,4

Продолжение табл. VI.12

Номер пункта	Параметр	Машинное обозначение параметра	Значение параметра
65	Сечение проводника компенсационной обмотки $q_{ко}$, мм ²	QKO	120,9
66	Ширина проводника компенсационной обмотки $b_{ко}$, м	BMKO	0,00353
67	Высота проводника компенсационной обмотки $h_{ко}$, м	HMKO	0,035
68	Угол отклонения боковой поверхности сердечника главного полюса от параллельности оси добавочного полюса β , рад	BT	0
69	Число витков обмотки главного полюса (возбуждения) w_k	WW	8
70	Коэффициент, учитывающий падение напряжения в обмотках $K_{фн}$	KF	0,96
71	Шаг по пазам компенсационной обмотки $t_{ко}$, м	TKO	0,038
72	Ширина шлица компенсационной обмотки $b_{ш}$, м	BKO	0,0115
73	Коэффициент заполнения сталью сердечника главного полюса $K_{г-м}$	KSM	0,94
74	Коэффициент рассеяния на участке компенсационной обмотки $\sigma_{ко}$	GRKO	1,05
75	Коэффициент подреза углов сердечника главного полюса $K_{подм}$	KPMY	0,975
76	Коэффициент рассеяния потока главного полюса σ_m	GM	1,25
77	Ширина сердечника главного полюса b_m , м	BMS	0,23
78	Толщина отливки остова h_j , м	HI	0,0675
79	Длина отливки остова l_j , м	LI	0,58
80	Наибольшее значение коэффициента формы зубца якоря K_{zm}	KZM	3
81	Нижнее предельное значение магнитной индукции $B_{но}$, Тл, в стали якоря при $K_z=0$	BNO	2,075
82	Нижнее предельное значение магнитной индукции $B_{нз}$, Тл, при $K_z=3$	BN3	2,22
83	Верхнее предельное значение магнитной индукции $B_{во}$, Тл, при $K_z=0$	BBO	2,35
84	Верхнее предельное значение магнитной индукции $B_{вз}$, Тл, при $K_z=3$	BB3	3,0
85	Нижнее предельное значение напряженности стали $H_{нл}$, А/м, при $B_{но}$	HN	40 000
86	Верхнее предельное значение напряженности стали $H_{вл}$, А/м, при $B_{во}$	HV	170 000
87	Номинальный коэффициент возбуждения $\beta_{ном}$	BET	0,98
88	Минимальный коэффициент возбуждения $\beta_{мин}$	BE:TM	0,4
89	Площадь сечения проводника обмотки возбуждения q_v , мм ²	QV	191,6
90	Высота проводника обмотки возбуждения $h_{чв}$, м	HMB	0,0055
91	Ширина проводника обмотки возбуждения $b_{чв}$, м	BMB	0,035
92	Внутренний диаметр отливки остова D_{fv} , м	DIV	0,91
93	Полная площадь сечения щеток $S_{щ}$, м ²	SG	$144 \cdot 10^{-4}$
94	Длина рабочей части коллектора L_k , м	LK	0,121

Продолжение табл. VI.12

Номер пункта	Параметр	Машинное обозначение параметра	Значение параметра
95	Наружный диаметр коллектора D_k , м	DK	0,52
96	Радиальная частота вращения якоря $n_{рал}$, об/мин	ENR	2540
97	Коэффициент трения щеток $f_{тр}$	FTR	0,15
98	Среднее давление на щетку $p_{щзд}$, Па	PS	$3,68 \cdot 10^4$
99	Толщина изоляции между пластинами коллектора (миканит) $b_{мик}$, м	BMK	0,00127
100	Ширина щетки $b_{щ}$, м	BS	0,025
101	Воздушный зазор между сердечниками якоря и добавочного полюса δ_d , м	DD	0,01
102	Ширина наконечника добавочного полюса b_d , м	BD	0,026
103	Коэффициент удельной проводимости рассеяния между добавочным и главным полюсами λ_p	LMP	1,35
104	Коэффициент удельной проводимости между добавочным полюсом и остовом $\lambda_{ро}$	LPO	0,015
105	Ширина сердечника добавочного полюса $b_{мд}$, м	BMD	0,05
106	Длина сердечника добавочного полюса $l_{мд}$, м	LMD	0,38
107	Коэффициент заполнения сталью сердечника добавочного полюса $K_{сд}$	KSD	0,94
108	Площадь сечения проводника катушки добавочного полюса $(14 \times 5,6) \cdot 2 q_d$, мм ²	QD	155,08
109	Ширина катушки добавочного полюса (1-й стороны) $b_{катд}$, м	BKD	0,017
110	Толщина листа стали сердечника якоря $\lambda_{стд}$, м	DSA	0,0005
111	Удельное активное сопротивление стали сердечника якоря $\rho_a \cdot 10^6$, Ом·м	RA	0,25
112	Коэффициент, учитывающий качество обработки якоря $K_{обрд}$	KRA	1
113	Коэффициент потерь в стали якоря при холостом ходе $K_{тл}$	KHH	1,7
114	Расход вентилирующего воздуха Q , м ³ /мин	Q	95
115	Толщина междувитковой изоляции якорной катушки $b_{из}$, м	BIZ	0,00035
116	Коэффициент теплопроводности изоляции якоря λ_a , Вт/°С·м	DELA	0,13
117	Коэффициент, учитывающий конструкцию задней лобовой части $K_{от}$	KOT	1
118	Среднее превышение температуры вентилирующего воздуха θ_a , °С	QVV	12,5
119	Толщина листа стали сердечника главного полюса $\lambda_{стм}$, м	DSM	0,0005
120	Коэффициент качества обработки сердечника главного полюса $K_{обг-м}$	KRM	1
121	Толщина междувитковой изоляции компенсационной обмотки $b_{изко}$, м	BIZKO	0,00044
122	Коэффициент теплопроводности изоляции компенсационной обмотки $\lambda_{ко}$, Вт/°С·м	DELKO	0,13
123	Зазор между катушкой и сталью в пазу главного полюса на одну сторону $\Delta_{1ко}$, м	DELKI	0,00075

Номер пункта	Параметр	Машиное обозначение параметра	Значение параметра
124	Активное сопротивление стали сердечника главного полюса (удельное) $\rho_m \cdot 10^6$, Ом·м	RM	0,25
125	Толщина между витковой изоляции катушки главного полюса $b_{из.в.}$, м	BIZB	0,0006
126	Толщина внешней изоляции катушки главного полюса на сторону $b_{внеш.в.}$, м	BBHB	0,0015
127	Коэффициент теплопроводности изоляции обмотки возбуждения $\Delta_{в.}$, Вт/°С·м	DELB	0,155
128	Периметр катушки главного полюса в поперечном сечении $p_{в.}$, м	PB	0,186
129	Приведенный периметр катушки главного полюса $p_{в.}$, м	PBI	0,155
130	Коэффициент подреза меди катушки главного полюса $K_{под.в.}$	KPB	1
131	Число витков катушки добавочного полюса w_d	WD	8
132	Толщина междувитковой изоляции катушек добавочных полюсов $b_{из.д.}$, м	BIZD	0,0006
133	Толщина внешней изоляции катушки добавочного полюса на одну сторону $b_{внеш.д.}$, м	BBHD	0,0015
134	Коэффициент теплопроводности изоляции катушки добавочного полюса $\Delta_{д.}$, Вт/°С·м	DELD	0,155
135	Периметр катушки добавочного полюса $p_{д.}$, м	PD	0,229
136	Приведенный периметр катушки добавочного полюса $p_{д.}$, м	PDI	0,173
137	Признак введения коэффициентов аппроксимации сталей с перфокарт (VVMAS=1) или использования коэффициентов в программе (VVMAS=0)	VVMAS	0

пп. 51—54. Значения m_k, d_k, n_k, D_i получены в результате вычерчивания эскиза магнитной цепи (см. рис. VI.11) с учетом рекомендаций § 22.2;
п. 55. $a_{ко} = 1$, так как ток машины $I_{а.ном} < 1300$ А (см. § 20.1);

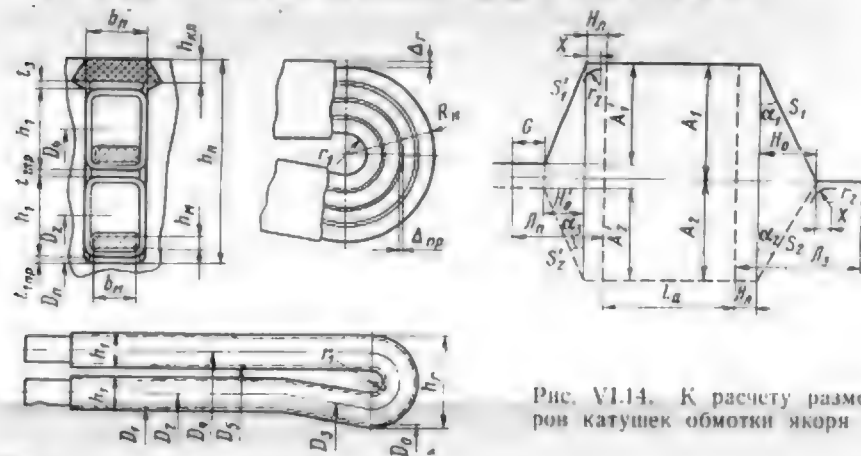


Рис. VI.14. К расчету размеров катушек обмотки якоря

пп. 56—58. Значения $N_{zko}, N'_{zko}, Z_{ko}$ выбраны из условия (см. § 20.1)

$v_{ko} = 0,85 \div 1,15$, причем по уравнению (V.84)

$v_{ko} = \omega_{ko} (z_{\delta} \omega'_a)$ [где $\omega'_a = N / (8ap) = 2u_k Z (8ap)$].

В нашем случае $\omega'_a = 2 \cdot 3 \cdot 117 / (8 \cdot 3 \cdot 3) = 9,75$, поэтому $\omega_{ko} = \alpha_{\delta} \omega'_a v_{ko} = 0,7 \cdot 9,75 (0,85 \div 1,15) = 5,8 \div 7,8$.

Принято $\omega_{ko} = 6$, поэтому $N_{zko} = 2\omega_{ko} = 2 \cdot 6 = 12$.

Значение N'_{zko} выбрано по условию (V.82):

$I_{Qko} = I_{aч} N'_{zko} < 1800 \div 2000$ А. Если учесть, что $I_{aч} = P_{ч} \cdot 10^3 / (U \eta_{ч}) = 800 \cdot 10^3 / (950 \cdot 0,938) = 900$ А, то при $N'_{zko} = 2$ и $Z_{ko} = N_{zko} / N'_{zko} = 12 / 2 = 6$ получим $I_{Qko} = I_{aч} N'_{zko} = 900 \cdot 2 = 1800$ А, т. е. неравенство (V.82) удовлетворяется.

Полученное число пазов сердечника главного полюса должно быть проверено по условию (V.83): $Z_{ko} \neq (0,9 \div 1,1) \frac{Z}{2p} \alpha_{\delta}$

Подставив значения величин, входящих в это выражение, получим $Z_{ко} \neq (0,9 \div 1,1) \frac{117}{6} \cdot 0,7 = 12,28 \div 15,02$, т. е. при $Z_{ко} = 6$ условие (V.83) выполняется;

п. 59. $H_{дно} = 0,025$ м по рекомендации в § 20.2;

п. 60. $b_{поп}$ получено ранее при расчете заполнения паза компенсационной обмотки;

п. 61. $\Delta_{дно} = 0,005$ м. Обычно $\Delta_{дно}$ принимают равным 5—7 мм;

п. 62. $h_{поп}$ получено ранее при расчете заполнения паза компенсационной обмотки;

п. 63. Значение $\delta_{гп} = 0,0045$ м выбрано по рекомендациям § 22.1 для двигателя с компенсационной обмоткой;

п. 64. l_m принимают на 10—20 мм больше l_a ;

пп. 65—67. Размеры $q_{ко}, b_{мко}, h_{мко}$ выбраны на основе рекомендаций (V.90) и (V.91);

п. 68. Угол β определяют конструктивно при вычерчивании эскиза магнитной цепи (см. рис. VI.17);

п. 69. ω_a задает предварительно проектировщик. При $2p = 6$ и $U < 1000$ В число витков катушки главного полюса $\omega_a = 8 \div 12$. Заданное число витков ω_a должно быть равно полученному по расчету. При отсутствии такого равенства необходимо выбрать новое значение ω_a , близкое к полученному по расчету, и вновь выполнить расчет;

п. 70. $K_{фм} = 0,96$ принят на основании опыта. После проведения расчета это значение уточняют по формуле $K_{фм} = (U - I_{aч} \sum r - 2) / U$, следующей из выражений (I.1) и (V.52). Затем при этом значении $K_{фм}$ необходимо повторить расчет двигателя, добиваясь наименьшего расхождения (<3 %) между принятым и полученным значениями $K_{фм}$;

п. 71. Шаг по пазам компенсационной обмотки $l_{ко}$ необходимо выполнять равномерным (см. § 20.2);

п. 72. $b_{ш} = b_{поп}$ для открытых пазов сердечника главного полюса (рис. VI.15);

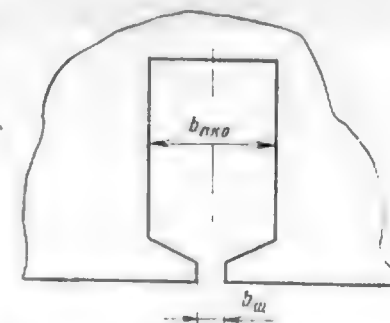


Рис. VI.15. Полузакрытый паз компенсационной обмотки

п. 73. $K_{cm} = 0,94$ — смотри § 20.2;
 п. 74. $\sigma_{кп} = 1,05$ согласно формуле (V.92);
 п. 75. $K_{ндм} = 0,9 \div 1$ согласно § 22.2. Коэффициент уточняют при совместном вычерчивании сердечника и катушки главного полюса;
 п. 76. $\sigma_m = 1,25$ согласно § 22.2 [см. формулу (V.183)] для двигателя с компенсационной обмоткой;
 пп. 77, 78. Предварительные значения b_m, h_j вычисляют по формулам (V.183), (V.184), (V.188) — (V.190);
 п. 79. $l_j \approx 0,58$ м согласно уравнению (V.182);
 пп. 80—86. Эти пункты содержат данные, относящиеся к расчету магнитного напряжения зубцов якоря на высоте выреза под клин ($h_{кз}$) для электротехнической стали 2212.

На участке зубца с вырезом под клин коэффициент формы зуба K_z [см. формулу (V.192)] может быть больше единицы, поэтому падение м.д.с. на этом участке рассчитывают двумя способами. При $K_z \leq 1$ используют усредненную кривую намагничивания стали для зубцового слоя якоря (см. приложение 9). Эту кривую, как и кривые намагничивания для стали остова и главных полюсов, аппроксимируют полиномами вида $H_a = a_{20} + a_{21}B_a + a_{22}B_a^2 + a_{23}B_a^3 + a_{24}B_a^4$ на всех участках, кроме первого, где $H_a = a_{10}B_a$.

Приведем значения коэффициентов аппроксимации для различных сталей (обозначения коэффициентов и границы участков, в пределах которых они действуют, даны в соответствии с алгоритмом поперечного расчета).

Сердечник якоря

Обозначение коэффициента	Сталь 1312 (322)	Сталь 2212	Обозначение коэффициента	Сталь 1312 (322)	Сталь 2212
a_{10}	7,75	6,43	a_{32}	161 712,5	254,437
a_{20}	-3478,9979	-2168,35	a_{33}	-61 250	-580,219
a_{21}	9672,413	3917,84	a_{34}	8 750	226,25
a_{22}	-9907,9129	-1602,87	a_{40}	400 600,3	4268,66
a_{23}	4408,3315	-524,242	a_{41}	-724 791,4	-1373,25
a_{24}	-708,333	332,128	a_{42}	490 666,6	-3515,12
a_{30}	83 995,2	304,422	a_{43}	-147 500	2220,04
a_{31}	-190 247,6	0,0450668	a_{44}	16 666,67	-307,792

Сердечник главного полюса

Обозначение коэффициента	Листовая сталь толщиной 1,5 мм	Сталь 2212	Обозначение коэффициента	Литая сталь
m_{1m}	7,04	6,43	j_1	7
m_{20}	-4 629	-2168,35	j_{20}	3 805,01
m_{21}	11 944,6	3917,84	j_{21}	-11 737,54
m_{22}	-11 206,1	-1602,87	j_{22}	13 616,25
m_{23}	4 475,69	-524,242	j_{23}	-7 041,667
m_{24}	-623,578	332,128	j_{24}	1 375
m_{30}	-8 100,06	304,422	j_{30}	124 555,1
m_{31}	12 435,6	0,0450668	j_{31}	-285 521,9
m_{32}	-5 208,09	254,437	j_{32}	245 016,7
m_{33}	-253,466	-580,219	j_{33}	-93 333,31
m_{34}	398,883	226,25	j_{34}	13 333,33
m_{40}	-10 522	4268,66	j_{40}	7 007 165,064
m_{41}	19 622	-1373,25	j_{41}	-13 777 372,79
m_{42}	-12 426	-3515,12	j_{42}	10 157 971,724
m_{43}	2 654,62	2220,04	j_{43}	-3 328 689,492
m_{44}	0,0	-307,792	j_{44}	409 090,909

Для сердечника якоря и главного полюса в примере расчета применена электротехническая сталь 2212, для остова — литая сталь. В тяговых двигателях постоянного тока для сердечников главных полюсов обычно применяют листовую сталь толщиной 1,5 мм.

При $K_z > 1$ и индукции в зубцах якоря $B_{z1/3} > 2,075$ Тл напряженность $H_{z1/3}$ вычисляют по формулам, приведенным в алгоритме, причем для расчета по ним используют данные пп. 80—86, определяемые графически в соответствии с рис. VI.16 и характеристиками намагничивания сталей (см. приложение 9). На рис. VI.16 индукция $B_{ю} = 2,075$ Тл при $K_z = 0$ определяет $H_{ю}$ и точку $B_{ю3}$ при $K_z = 3$. При $B > B_{ю3}$ зависимость $B(H)$ принята линейной.

Значение $H_{ю}$ задается конструктором произвольно. Эта величина определяет точки $B_{ю0}$ (на кривой $K_z = 0$) и $B_{ю3}$ (на кривой $K_z = 3$);

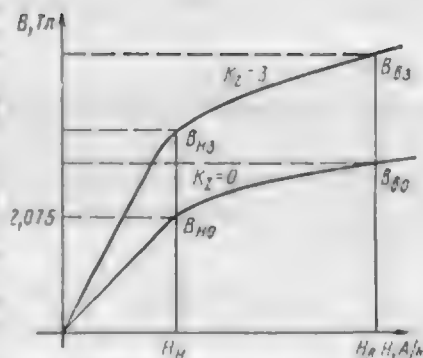


Рис. VI.16. К учету насыщения зубцовой зоны

п. 87. $\beta_{ном} = 0,98$ в соответствии с § 22.4;
 п. 88. $\beta_{мин}$ выбирают таким, чтобы обеспечить требуемый коэффициент использования мощности двигателя при конструкционной скорости электровоза K_k [см. формулу (V.166)];
 пп. 89—91. Размеры $q_n, h_{мн}, b_{мн}$ выбраны по рекомендациям § 22.4 при условии намотки меди катушки главного полюса на «ребро»;
 п. 92. $D_{ю}$ выбран с учетом ограничения (V.181);
 п. 93. $S_{щ} = 144 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$. В соответствии с требованием § 19.1 щетки выбраны марки ЭГ-61А размерами $(2 \times 12,5) \times 32$ мм, $n_{щ} = 3$, длина щетки $l_{щ} = 32$ мм, ширина щетки $b_{щ} = 2 \times 12,5 = 25$ мм;
 п. 94. L_k определен по формуле (V.73). При $n_{щ} = 3$, $l_{щ} = 32$ мм получим $L_k = n_{щ}l_{щ} + l_{щ}(n_{щ} - 1) + 2r + b_{рб} = 3 \cdot 32 + 5(3 - 1) + 2 \cdot 2 + 11 = 121$ мм;
 п. 95. D_k определен по формуле (V.12) с учетом выражения (V.13):
 $D_k = (0,75 \div 0,9) D_a = (0,75 \div 0,9) 0,66 = 0,495 \div 0,594$ м. Принято $D_k = 0,52$ м;
 п. 96. $n_{разг} = 1,25$ n_{max} при параллельном соединении тяговых двигателей (см. § 19.2);
 пп. 97, 98. $f_{тр} = 0,15$; $p_{щ,уд} = 3,68 \cdot 10^4$ Па для выбранной в п. 93 щетки ЭГ-61А;
 п. 99. $b_{мнк}$ — обычно принимают равной 0,8—1,3 мм;
 п. 100. Выбор $b_{щ}$ описан в п. 93;
 п. 101. δ_d выбран в соответствии с требованием $\delta_d \geq \delta_{гп}$ (см. § 21.3);
 п. 102. b_d определяют по формулам (V.130) и (V.140);
 пп. 103, 104. $\lambda_r, \lambda_{р0}$ определены по формулам (V.148) и (V.149);
 п. 105. $b_{мд}$ обычно предварительно намечают равным 40—50 мм. После выполнения расчета проверяют правильность выбора $b_{мд}$ по условию (V.152);
 п. 106. $l_{мд}$. Этот размер обычно принимают равным или незначительно (5—10 мм) отличающимся от значения l_a ;
 п. 107. $K_{сд}$ определен в соответствии с § 21.3;
 п. 108. q_d выбирают по формуле (V.162). Принятое в нашем примере значение $q_d = 155,08 \text{ мм}^2$ соответствует проводнику $(14 \times 5,6) \times 2$ мм по ГОСТ 434—78;
 п. 109. $b_{кат,д} = 0,017$ м (см. рис. V.27 и расчет размеров катушки добавочного полюса);
 пп. 110, 111. $\Delta_{ста}$ и ρ_d выбраны по ГОСТ 21427.2—83 для электротехнической стали 2212;
 п. 112. $K_{обра} = 1$ в соответствии с рекомендациями § 10.2;
 п. 113. $K_{хх} = 1,7$ согласно требованиям § 10.1 для электротехнической стали 2212;
 п. 114. Q задается в проектном задании; уточняют при расчете вентиляции;

п. 115. $b'_{из}$ определен по описанному ранее заполнению паза якоря:

$$b'_{из} = 4,35 - 4 = 0,35 \text{ мм} = 0,00035 \text{ м};$$

п. 116. Δ_a выбирают по рекомендациям § 7.3. От правильности выбора этой величины в значительной степени зависит точность теплового расчета обмотки якоря. Поэтому значение Δ_a подбирают, проводя тепловые расчеты якорей серийных двигателей, аналогичных проектируемому;

п. 117. $K_{от}$ задан в соответствии с требованиями § 11.3;

п. 118. $\theta_a = 12,5^\circ \text{C}$ в соответствии с § 11.1. Значение θ_a может быть уточнено по формуле (11.22);

п. 119. $\Delta_{ст.т}$ — смотри п. 110;

п. 120. $K_{обр.т}$ — смотри п. 112;

п. 121. $b'_{из.ко}$ определяют по данным расчета заполнения паза;

$$b'_{из.ко} = 0,11 \times 1 \times 2 \times 2 = 0,44 \text{ мм} = 0,00044 \text{ м};$$

п. 122. $\Delta_{ко}$ — смотри п. 116;

п. 123. $\Delta_{ко}$ определяют в соответствии с заполнением паза компенсационной обмотки:

$$\Delta_{ко} = (0,24 + 1,06 + 0,2)/2 = 0,75 \text{ мм} = 0,00075 \text{ м};$$

п. 124. ρ_m — смотри п. 111;

п. 125. $b'_{из.в}$ — смотри расчет размеров катушки главного полюса;

п. 126. $b'_{внеш.в}$ определен по данным расчета размеров катушки главного полюса:

$$b'_{внеш.в} = (2,6 + 0,4)/2 = 1,5 \text{ мм} = 0,0015 \text{ м};$$

п. 127. Δ_v — смотри п. 116;

пп. 128, 129. ρ_v, ρ'_v определены по рис. VI.11 и данным расчета размеров катушки главного полюса в соответствии с § 11.3. При расчете периметра ρ'_v части периметра, не прилегающие к металлическим частям, умножают на 0,5;

п. 130. $K_{под.в}$ — смотри § 22.4;

п. 131. ω_d — значение предварительно определено по формуле (V.137) следующим образом: $\omega_d \geq v\omega'_a - \omega_{ко} = (1,2 \div 1,3) 9,75 - 6 = 5,7 \div 6,7$ (где $\omega'_a = 9,75$ из пп. 56—58). Значит, $\omega_d \geq 5,7 \div 6,7$. Принимаем $\omega_d = 8$, чтобы выполнить большие воздушные зазоры добавочного полюса и обеспечить линейную зависимость между его током и магнитным потоком;

п. 132. $b'_{из.д}$ — смотри расчет размеров катушки добавочного полюса;

п. 133. $b'_{внеш.д}$ определяют по данным расчета размеров катушки добавочного полюса:

$$b'_{внеш.д} = (2,6 + 0,4)/2 = 1,5 \text{ мм} = 0,0015 \text{ м};$$

п. 134. Δ_d — смотри п. 116;

пп. 135, 136. ρ_d, ρ'_d определены по рис. VI.11 и в соответствии с § 11.3. При расчете периметра ρ'_d части периметра, не прилегающие к металлическим частям, умножают на 0,5;

п. 137. При $VVMAS = 0$ коэффициенты аппроксимации кривых намагничивания сталей не вводятся с перфокарт, а расчет ведется по коэффициентам, записанным в программе соответственно для сердечников якоря (сталь 2212), главных полюсов (сталь толщиной 1,5 мм) и остова из литой стали. При $VVMAS = 1$ значения коэффициентов перфорируются на перфокартах и вводятся в ЭВМ после ввода исходных данных.

§ 27.2. Пример расчета двигателя в номинальных режимах

Расчет основных параметров двигателя и электровоза

1. Централь зубчатой передачи с учетом коррекции

$$\begin{aligned} \text{СТ}; U &= m_z \cdot 10^{-3} (Z_{ш} + Z_k)/2 + m_z \xi'_k \cdot 10^{-3} = 11 \cdot 10^{-3} (21 + 88)/2 + \\ &+ 11 \cdot 0,409 \cdot 10^{-3} = 0,604 \text{ м}. \end{aligned}$$

2. Передаточное отношение

$$i_{3P}; \mu = Z_k/Z_{ш} = 88/21 = 4,19.$$

3. Максимальная частота вращения якоря [см. формулы (V.16), (V.17)]

$$NM; n_{\max} = v_{\max} \mu \cdot 5,3/D'_{\text{як}} = 110 \cdot 4,19 \cdot 5,3/1,2 = 2035 \text{ об/мин.}$$

4. Максимальная частота перемагничивания сердечника якоря

$$FMA; f_{\max} = \rho n_{\max}/60 = 3 \cdot 2035/60 = 101,8 \text{ Гц.}$$

Часовой режим

5. Ток двигателя

$$IAI; I_{aч} = P_a \cdot 10^3/(U\eta_a) = 800 \cdot 10^3/(950 \cdot 0,938) = 897,7 \text{ А.}$$

Округляя до ближайшего целого числа с последней цифрой 0 или 5, получим $I_{aч} = 900 \text{ А.}$

6. Частота вращения якоря [см. формулу (V.17)]

$$ENI; n_a = 5,3 \mu v_a/D'_{\text{як}} = 5,3 \cdot 4,19 \cdot 49,7/1,2 = 920 \text{ об/мин.}$$

Округляем до целого числа с последней цифрой 0 и 5.

7. Вращающий момент на валу двигателя (см. § 22.5)

$$MH; M_a = 9550 P_a/n_a = 9550 \cdot 800/920 = 8304,1 \text{ Н·м.}$$

Округляем до целого числа $M_a = 8304 \text{ Н·м.}$

8. Частота перемагничивания сердечника якоря

$$FI; f_a = \rho n_a/60 = 3 \cdot 920/60 = 46 \text{ Гц.}$$

9. Окружная скорость якоря

$$VAI; v_{aч} = \pi D_a n_a/60 = 3,141 \cdot 0,66 \cdot 920/60 = 31,78 \text{ м/с.}$$

10. К. п. д., приведенный к оси колесной пары (см. § 2.3)

$$KPDOI; \eta_{aч} = \eta_a \eta_d = 0,938 \cdot 0,975 = 0,9146.$$

11. Сила тяги колесной пары электровоза

$$FTI; F_a = 3600 P_a \eta_d/v_a = 3600 \cdot 800 \cdot 0,975/49,7 = 56499 \text{ Н.}$$

Продолжительный режим

12. Ток двигателя

$$IAP; I_{a\infty} = P_{\infty} \cdot 10^3/(U\eta_{\infty}) = 750 \cdot 10^3/(950 \cdot 0,94) = 839,8 \text{ А.}$$

Округляя до ближайшего целого числа с последней цифрой 0 или 5, получим $I_{a\infty} = 840 \text{ А.}$

13. Частота вращения якоря [см. формулу (V.17)]

$$ENP; n_{\infty} = 5,3 \mu v_{\infty}/D'_{\text{як}} = 5,3 \cdot 4,19 \cdot 50,5/1,2 = 934,5 \text{ об/мин.}$$

Округляя до целого числа с последней цифрой 0 или 5, получим $n_{\infty} = 935 \text{ об/мин.}$

14. Вращающий момент на валу двигателя (см. § 22.5)

$$MP; M_{\infty} = 9550 P_{\infty}/n_{\infty} = 9550 \cdot 750/935 = 7660,1 \text{ Н·м.}$$

Округляем до целого числа $M_{\infty} = 7660 \text{ Н·м.}$

15. Частота перемагничивания сердечника якоря

$$FP; f_{\infty} = \rho n_{\infty}/60 = 3 \cdot 935/60 = 46,75 \text{ Гц.}$$

16. Окружная скорость якоря

$$VAP; v_{a\infty} = \pi D_a n_{\infty}/60 = 3,141 \cdot 0,66 \cdot 935/60 = 32,3 \text{ м/с.}$$

17. К.п.д., приведенный к оси колесной пары,

$$\text{КРДОР: } \eta_{\text{ос}} = \eta_{\text{м}} \eta_{\text{з}} = 0,94 \cdot 0,975 = 0,9165.$$

18. Сила тяги колесной пары электроваза

$$\text{ФТР: } F_{\text{ос}} = 3600/\eta_{\text{ос}} \eta_{\text{з}}/v_{\text{ос}} = 3600 \cdot 750 \cdot 0,975/50,5 = 52\,129 \text{ Н.}$$

Расчет активного слоя якоря и компенсационной обмотки в часовом режиме

Активный слой якоря

19. Полусное деление по диаметру якоря

$$\text{В (1): } \tau_a = \pi D_a / (2p) = 3,141 \cdot 0,66/6 = 0,3455 \text{ м.}$$

20. Число коллекторных пластин [см. формулу (V.34)]

$$\text{В (2): } K = u_K Z = 3 \cdot 117 = 351.$$

21. Среднее межламельное напряжение (см. § 4.4)

$$\text{В (3): } e_{\text{ср}} = 2pL/K = 6 \cdot 950/351 = 16,2 \text{ В.}$$

22. Ток параллельной ветви

$$\text{В (4): } i_a = I_{\text{ср}}/(2a) = 900/6 = 150 \text{ А.}$$

23. Плотность тока в обмотке якоря (см. § 18.4)

$$\text{В (5): } j_a = i_a/q_a = 150/21,54 = 6,96 \text{ А/мм}^2.$$

24. Число проводников обмотки якоря

$$\text{В (6): } N = 2u_K Z = 2 \cdot 3 \cdot 117 = 702.$$

25. Линейная токовая нагрузка якоря (см. § 17.2)

$$\text{В (7): } A = Ni_a/(\pi D_a) = 702 \cdot 150/(3,141 \cdot 0,66) = 50\,794 \text{ А/м.}$$

26. Тепловой фактор якоря [см. формулу (V.9)]

$$\text{В (8): } A j_a = 50\,794 \cdot 6,96 = 353\,526.$$

27. М.д.с. обмотки якоря на один полюс [см. формулу (V.131)]

$$\text{В (9): } F_{aq} = A \tau_a/2 = 50\,794 \cdot 0,3455/2 = 8774 \text{ А.}$$

28. Приведенное к одному полюсу число витков одной параллельной ветви обмотки якоря [см. формулу (V.133)]

$$\text{В (10): } w_a' = N/(8ap) = 702/(8 \cdot 3 \cdot 3) = 9,75.$$

29. Шаг по пазам [см. формулу (V.40)]

$$\text{В (11): } y_{z1} = Z/(2p) - e_n = 117/6 - 0,5 = 19.$$

30. Первый частичный шаг по элементарным пазам [см. формулу (V.41)]

$$\text{В (12): } y_1 = y_{z1} u_K = 19 \cdot 3 = 57.$$

31. Второй частичный шаг по элементарным пазам [см. формулу (V.45)]

$$\text{В (13): } y_2 = |y_1 - y_K| = |57 - 1| = 56.$$

32. Коэффициент укорочения обмотки в коллекторных делениях

$$\text{В (14): } e_K = e_n u_K = 0,5 \cdot 3 = 1,5.$$

33. Шаг уравнивателей по коллектору [см. формулу (V.65)]

$$\text{В (15): } y_{\text{ур}} = K/p = 351/3 = 117.$$

34. Площадь сечения меди уравнивателя [см. формулу (V.66)]

$$\text{В (16): } q_{\text{ур}} = (0,15 \div 0,2) u_K q_a/u_{\text{ур}} = 0,15 \cdot 3 \cdot 21,54/2 = 4,85 \text{ мм}^2.$$

35. Зубцовый шаг по поверхности якоря [см. рис. V.6]

$$\text{В (17): } t_1 = \pi D_a/Z = 3,141 \cdot 0,66/117 = 0,0177 \text{ м.}$$

36. Ширина головки зуба (см. рис. V. 6)

$$\text{В (18): } b_{z1} = t_1 - b_n = 0,0177 - 0,0078 = 0,0099 \text{ м.}$$

37. Зубцовый шаг по дну пазов

$$\text{В (19): } t_2 = \pi (D_a - 2h_n)/Z = 3,141 (0,66 - 2 \cdot 0,035)/117 = 0,0158 \text{ м.}$$

38. Ширина основания зуба

$$\text{В (20): } b_{z2} = t_2 - b_n = 0,0158 - 0,0078 = 0,008 \text{ м.}$$

39. Зубцовый шаг на высоте $1/3$ от основания паза

$$\text{В (21): } t_{1/3} = \pi \left(D_a - \frac{4}{3} h_n \right) / Z = 3,141 \left(0,66 - \frac{4}{3} \cdot 0,035 \right) / 117 = 0,01646 \text{ м.}$$

40. Ширина зуба на высоте $1/3$ от основания паза

$$\text{В (22): } b_{z1/3} = t_{1/3} - b_n = 0,01646 - 0,0078 = 0,00866 \text{ м.}$$

41. Коэффициент формы зуба якоря [см. формулу (V. 192)]

$$\text{В (23): } K_z = t_{1/3} / (K_{\text{ср}} b_{z1/3}) = 1 \cdot 0,01646 / (0,94 \cdot 0,00866) = 1 \cdot 1,021.$$

42. Проверка условия $i_{\text{ср}} a = 0$ ($L_p = 0$; $l_n = 0$):

если $i_{\text{ср}} a = 0$, то переходим к п. 43;
если $i_{\text{ср}} a \neq 0$, то переходим к п. 76.

43. Расчетная ширина пакета катушки якоря

$$\text{В (24): } b_p = b_n - Cl = 0,0078 - 0,00027 = 0,00753 \text{ м.}$$

44. Наружный радиус головки катушки якоря

$$\text{В (25): } R_n = r_1 + (u_K n_y/n_x - 1) (h_M + \Delta_{\text{нр}}) + h_M = 0,003 + (3 \cdot 1/1 - 1) (0,004 + 0,001) + 0,004 = 0,017 \text{ м.}$$

45. Высота головки катушки якоря

$$\text{В (26): } h_T = 2 (R_n + \Delta_T) = 2 (0,017 + 0,0015) = 0,037 \text{ м.}$$

46. Диаметр по дну пазов якоря

$$\text{В (27): } D_n = D_a - 2h_n = 0,66 - 2 \cdot 0,035 = 0,59 \text{ м.}$$

47. Диаметр понизу меди проводника якоря

$$\text{В (28): } D_1 = D_n + 2\Delta_x + 2t_{\text{нр}} = 0,59 + 2 \cdot 0,000965 + 2 \cdot 0,0 = 0,591930 \text{ м.}$$

48. Диаметр посередине нижнего пакета

$$\text{В (29): } D_2 = D_n + 2t_{\text{нр}} + h_1 = 0,59 + 2 \cdot 0,0 + 0,01463 = 0,60463 \text{ м.}$$

49. Диаметр посередине верхнего пакета

$$\text{В (30): } D_4 = D_2 + 2 (h_1 + t_{\text{нр}}) = 0,60463 + 2 (0,01463 + 0,0) = 0,63389 \text{ м.}$$

50. Диаметр понизу меди верхнего пакета

$$\text{В (31): } D_5 = D_1 + 2 (h_1 + t_{\text{нр}}) = 0,591930 + 2 (0,01463 + 0,0) = 0,621190 \text{ м.}$$

51. Диаметр понизу меди головки

$$\text{В (32): } D_6 = D_4 + h_1 - 2h_T + 2\Delta_T = 0,63389 + 0,01463 - 2 \cdot 0,037 + 2 \cdot 0,0015 = 0,57752 \text{ м.}$$

52. Диаметр посередине нижнего пакета в головке

$$\text{В (33): } D_3 = 0,5 [(D_1 + h_1) - 2\Delta_x + D_6 + (R_n - r_1)] = 0,5 [(0,591930 + 0,01463) - 2 \cdot 0,000965 + 0,57752 + (0,017 - 0,003)] = 0,598075 \text{ м.}$$

53. Угол наклона верхнего пакета

$$B(34); \alpha_1 = \arcsin \frac{b_p Z}{\pi D_3} = \arcsin \frac{0,00753 \cdot 117}{\pi \cdot 0,621190} = \arcsin 0,45215 = 26^\circ 53'.$$

54. Косинус угла наклона верхнего пакета

$$B(35); \cos \alpha_1 = \cos 26^\circ 53' = 0,8919.$$

55. Угол наклона нижнего пакета якоря

$$B(36); \alpha_2 = \arcsin \frac{b_p Z}{\pi D_n} = \arcsin \frac{0,00753 \cdot 117}{\pi \cdot 0,57752} = \arcsin 0,4856 = 29^\circ 3'.$$

56. Косинус угла наклона нижнего пакета якоря

$$B(37); \cos \alpha_2 = \cos 29^\circ 3' = 0,8742.$$

57. Коэффициент смещения оси головки

$$B(38); \mu = \frac{\mu'_0 (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2)}{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2} = \frac{0,5 (0,8919 - 0,8742)}{0,8919 + 0,8742} = 0,00501$$

58. Коэффициенты длины проекций наклонных участков:

$$B(39); \mu_1 = \mu'_0 + \mu = 0,5 + 0,00501 = 0,50501;$$

$$B(40); \mu_2 = \mu'_0 - \mu = 0,5 - 0,00501 = 0,49499.$$

59. Длины проекций наклонных участков:

$$B(41); A_1 = \mu_1 \mu_{y21} D_4 / Z = 0,50501 \pi \cdot 19 \cdot 0,63389 / 117 = 0,1633 \text{ м};$$

$$B(42); A_2 = \mu_2 \mu_{y21} D_3 / Z = 0,49499 \pi \cdot 19 \cdot 0,598075 / 117 = 0,1510 \text{ м}.$$

60. Высота наклонных участков задней лобовой части

$$B(43); H_0 = \mu_1 b_p \mu_{y21} \cos \alpha_1 = 0,50501 \cdot 0,00753 \cdot 19 \cdot 0,8919 = 0,081 \text{ м}.$$

61. Длины наклонных участков:

$$B(44); S_1 = \sqrt{A_1^2 + H_0^2} = \sqrt{0,1633^2 + 0,081^2} = 0,1822 \text{ м};$$

$$B(45); S_2 = \sqrt{A_2^2 + H_0^2} = \sqrt{0,151^2 + 0,081^2} = 0,1713 \text{ м}.$$

62. Размер X

$$B(46); X = \left(r_2 + \frac{b_p - 2\Delta_r}{2} \right) \lg \frac{90^\circ - \alpha_1}{2} \left(0,006 + \frac{0,00753 - 2 \cdot 0,000965}{2} \right) \lg \frac{90^\circ - 26^\circ 53'}{2} = 0,0088 \lg 31^\circ 34' = 0,0054 \text{ м}.$$

63. Вылет задней лобовой части катушки якоря

$$B(47); L_n = H_n + H_0 + X + (R_n - 0,5r_1) = 0,022 + 0,081 + 0,0054 + (0,017 - 0,5 \cdot 0,003) = 0,124 \text{ м}.$$

64. Развернутая длина заднего вылета катушки

$$B(48); L_{p2} = S_1 + S_2 + \pi (r_1 + R_n) / 2 + 2(X + H_n) = 0,1822 + 0,1713 + \pi (0,003 + 0,017) / 2 + 2(0,0054 + 0,022) = 0,4397 \text{ м}.$$

65. Второй частичный шаг по пазам

$$B(49); y_{z2} = y_2 / u_K = 56 / 3 = 18,66.$$

66. Угол наклона нижнего пакета передней лобовой части

$$B(50); \alpha_3 = \arcsin \frac{b_p Z}{\pi D_1} = \arcsin \frac{0,00753 \cdot 117}{\pi \cdot 0,591930} = 28^\circ 19'.$$

67. Косинус угла

$$B(51); \cos \alpha_3 = \cos 28^\circ 19' = 0,8803.$$

68. Высота наклонных участков передней лобовой части

$$B(52); H'_0 = \mu'_0 b_p \mu_{z2} \cos \alpha_3 = 0,5 \cdot 0,00753 \cdot 18,66 \cdot 0,8803 = 0,0798 \text{ м}.$$

69. Вылет передней лобовой части катушки

$$B(53); L_n = H_n + H'_0 + G = 0,022 + 0,0798 + 0,017 = 0,1188 \text{ м}.$$

70. Длины проекций наклонных участков:

$$B(54); A'_1 = \mu'_0 \mu_{z2} D_1 / Z = 0,5 \pi \cdot 18,66 \cdot 0,63389 / 117 = 0,1588 \text{ м};$$

$$B(55); A'_2 = \mu'_0 \mu_{z2} D_2 / Z = 0,5 \pi \cdot 18,66 \cdot 0,60463 / 117 = 0,1515 \text{ м}.$$

71. Сумма длин вылетов лобовых частей катушки

$$B(56); L_n = L_n + L_n = 0,124 + 0,1188 = 0,2428 \text{ м}.$$

72. Длины наклонных участков:

$$B(57); S'_1 = \sqrt{(A'_1)^2 + (H'_0)^2} = \sqrt{0,1588^2 + 0,0798^2} = 0,17772 \text{ м};$$

$$B(58); S'_2 = \sqrt{(A'_2)^2 + (H'_0)^2} = \sqrt{0,1515^2 + 0,0798^2} = 0,17123 \text{ м}.$$

73. Развернутая длина переднего вылета

$$B(59); L_{p1} = S'_1 + S'_2 + 2(G + H_n) = 0,17772 + 0,17123 + 2(0,017 + 0,022) = 0,4270 \text{ м}.$$

74. Сумма длин развернутых вылетов лобовых частей

$$B(60); L_p = L_{p2} + L_{p1} = 0,4397 + 0,427 = 0,8667 \text{ м}.$$

75. Средняя длина проводника обмотки якоря

$$B(61); l_{срл} = l_n + 0,5L_p = 0,38 + 0,5 \cdot 0,8667 = 0,8133 \text{ м}.$$

76. Сопротивление обмотки якоря при 20°C [см. (V.64)]

$$B(62); r_{ак20} = l_{срл} N / 157 q_n (2a)^2 = 0,8133 \cdot 702 / (57 \cdot 21,54 \cdot 6^2) = 0,01291 \text{ Ом}.$$

77. Масса меди обмотки якоря [см. формулу (V.63)]

$$B(63); m_a = 8,9 l_{срл} N q_n \cdot 10^{-3} = 8,9 \cdot 0,8133 \cdot 702 \cdot 21,54 \cdot 10^{-3} = 109,4 \text{ кг}.$$

Компенсационная обмотка

78. Степень компенсации м.д.с. якоря компенсационной обмоткой [см. формулу (V.80)]

$$B(64); v_{ко} = N_{зко} I_{ак} / (2 F_{ак} \alpha_{\delta} a_{кн}) = 12 \cdot 900 / (2 \cdot 8774 \cdot 0,7 \cdot 1) = 0,88.$$

79. Объем тока в пазу компенсационной обмотки [см. формулу (V.86)]

$$B(65); I_{Qко} = N_{зко} I_{ак} = 2 \cdot 900 = 1800 \text{ А}.$$

80. Проверка допустимости колебаний магнитного потока [см. формулу (V.83)]

$$B(66); Z_{ко \max} = 1,1 Z_{\delta} / (2p) = 1,1 \cdot 117 \cdot 0,7 / 6 = 15,02;$$

$$B(67); Z_{ко \min} = 0,9 Z_{\delta} / (2p) = 0,9 \cdot 117 \cdot 0,7 / 6 = 12,28;$$

$$Z_{ко} \neq Z_{ко \min} \div Z_{ко \max}; \quad 6 \neq 12,28 \div 15,02.$$

81. М.д.с. компенсационной обмотки на полюс (см. § 20.1)

$$B(68); F_{\text{по}} = \frac{I_{\text{пч}}}{a_{\text{по}}} \frac{N_{\text{зко}}}{2} = \frac{900}{1} \frac{12}{2} = 5400 \text{ А.}$$

82. Плотность тока в проводниках компенсационной обмотки [см. формулу (V.90)]

$$B(69); j_{\text{ко}} = I_{\text{пч}} / (a_{\text{ко}} q_{\text{ко}}) = 900 / (1 \cdot 120,9) = 7,44 \text{ А/мм}^2.$$

83. Суммарная длина переднего и заднего лобовых вылетов компенсационной обмотки (см. рис. V.11)

$$B(70); L_{\text{лко}} = 2 [H_{\text{лко}} + b_{\text{пко}} Z_{\text{ко}}/2 + \Delta_{\text{лко}} (Z_{\text{ко}}/2 - 1)] = \\ = 2 [0,025 + 0,0115 \cdot 6/2 + 0,005 (6/2 - 1)] = 0,139 \text{ м.}$$

84. Длина лобовой части полувитка средней катушки [см. формулу (V.95)]

$$B(71); l_{\text{ско}} = \frac{\pi(D_{\text{л}} + 2\delta_{\text{гп}} + h_{\text{пко}})}{2\rho} (1 - \alpha_{\text{д}}/2) + 2H_{\text{лко}} + b_{\text{пко}} Z_{\text{ко}}/2 + \\ + \Delta_{\text{лко}} (Z_{\text{ко}}/2 - 1) = \frac{\pi(0,66 + 2 \cdot 0,0045 + 0,0445)}{2 \cdot 3} (1 - 0,7/2) + \\ + 2 \cdot 0,025 + 0,0115 \cdot 6/2 + 0,005 (6/2 - 1) = 0,3373 \text{ м.}$$

85. Средняя длина витка компенсационной обмотки [см. формулу (V.94)]

$$B(72); l_{\text{срко}} = 2(l_{\text{ско}} + l_{\text{м}}) = 2(0,3373 + 0,4) = 1,4746 \text{ м.}$$

86. Сопротивление компенсационной обмотки при 20° С [см. формулу (V.96)]

$$B(73); r_{\text{ко-20}} = 2\rho \frac{N_{\text{зко}}}{2} l_{\text{срко}} / (57 a_{\text{ко}}^2 q_{\text{ко}}) = \\ = 6 \cdot \frac{12}{2} \cdot 1,4746 / (57 \cdot 1^2 \cdot 120,9) = 0,0077 \text{ Ом.}$$

87. Масса меди компенсационной обмотки [см. формулу (V.97)]

$$B(74); m_{\text{ко}} = 8,9 l_{\text{срко}} \cdot 2\rho (N_{\text{зко}}/2) q_{\text{ко}} \cdot 10^{-3} = \\ = 8,9 \cdot 1,4746 \cdot 6 (12/2) 120,9 \cdot 10^{-3} = 57 \text{ кг.}$$

Расчет магнитной цепи

88. Магнитный поток часового режима (см. § 18.5)

$$C(1); \Phi = K_{\text{фн}} U_{\text{н}} \cdot 60 / (\pi \cdot N\rho) = 0,96 \cdot 950 \cdot 3 \cdot 60 / (920 \cdot 702 \cdot 3) = 0,0847 \text{ Вб.}$$

89. Ширина зубца якоря на высоте $1/3$ от основания, без учета высоты паза под клин (см. рис. VI.11)

$$C(2); b'_{z \frac{1}{3}} = \pi \left[D_{\text{а}} - 2h_{\text{кл}} - \frac{4}{3} (h_{\text{п}} - h_{\text{кл}}) \right] / Z - b_{\text{п}} - \\ - \pi \left[0,66 - 2 \cdot 0,004 - \frac{4}{3} (0,035 - 0,004) \right] / 117 - 0,0078 = 0,0086 \text{ м.}$$

90. Зубцовый шаг якоря на высоте $1/3$ от основания, без учета высоты паза под клин

$$C(59); l'_{z \frac{1}{3}} = b'_{z \frac{1}{3}} + b_{\text{п}} = 0,0086 + 0,0078 = 0,0164 \text{ м.}$$

91. Коэффициент формы зубца якоря, без учета высоты паза под клин

$$C(60); K'_z = l'_{z \frac{1}{3}} / (K_{\text{са}} b'_{z \frac{1}{3}}) - 1 = 0,0164 / (0,94 \cdot 0,0086) - 1 = 1,0287.$$

92. Площадь сечения зубцов якоря на высоте $1/3$ от основания зубца, без учета высоты под клин [см. формулу (V.194)]

$$C(3); S_{z \frac{1}{3}} = b'_{z \frac{1}{3}} Z \alpha_{\text{д}} l_{\text{а}} K_{\text{са}} / (2\rho) = 0,0086 \cdot 117 \cdot 0,7 \cdot 0,38 \cdot 0,94 / 6 = 0,04193 \text{ м}^2.$$

93. Расчетная индукция в зубцах якоря на высоте $1/3$ от основания зубца, без учета высоты под клин [см. формулу (V.193)]

$$C(4); B_{z \frac{1}{3}} = \Phi / S_{z \frac{1}{3}} = 0,0847 / 0,04193 = 2,02 \text{ Тл.}$$

94. Напряженность магнитного поля в зубцах якоря, без учета высоты паза под клин, А/м:

$$\text{если } B_{z \frac{1}{3}} < 1,2 \text{ Тл, то } H_{z \frac{1}{3}} = a_{10} B_{z \frac{1}{3}} \cdot 10^2;$$

$$\text{если } 1,2 \text{ Тл} < B_{z \frac{1}{3}} < 1,8 \text{ Тл, то } H_{z \frac{1}{3}} = \left(a_{20} + a_{21} B_{z \frac{1}{3}} \frac{1}{3} + a_{22} B_{z \frac{1}{3}}^2 \frac{1}{3} + \right. \\ \left. + a_{23} B_{z \frac{1}{3}}^3 \frac{1}{3} + a_{24} B_{z \frac{1}{3}}^4 \frac{1}{3} \right) 10^2;$$

$$\text{если } 1,8 \text{ Тл} < B_{z \frac{1}{3}} < 2,075 \text{ Тл, то } H_{z \frac{1}{3}} = \left(a_{30} + a_{31} B_{z \frac{1}{3}} \frac{1}{3} + a_{32} B_{z \frac{1}{3}}^2 \frac{1}{3} + \right. \\ \left. + a_{33} B_{z \frac{1}{3}}^3 \frac{1}{3} + a_{34} B_{z \frac{1}{3}}^4 \frac{1}{3} \right) 10^2;$$

$$\text{если } B_{z \frac{1}{3}} \geq 2,075 \text{ Тл, то:}$$

$$\text{при } K'_z < 1$$

$$H_{z \frac{1}{3}} = \left(a_{40} + a_{41} B_{z \frac{1}{3}} + a_{42} B_{z \frac{1}{3}}^2 + a_{43} B_{z \frac{1}{3}}^3 + a_{44} B_{z \frac{1}{3}}^4 \right) 10^2;$$

$$\text{при } K'_z > 1$$

$$C_2 = \left[B_{\text{в0}} - B_{\text{н0}} + \frac{(B_{\text{в3}} - B_{\text{в0}}) - (B_{\text{н3}} - B_{\text{н0}}) K'_z}{K_{\text{зм}}} K'_z \right] / (H_{\text{в}} - H_{\text{н}});$$

$$H_{z \frac{1}{3}} = H_{\text{п}} + \left(B_{z \frac{1}{3}} - B_{\text{н0}} - \frac{B_{\text{в3}} - B_{\text{н0}}}{K_{\text{зм}}} K'_z \right) / C_2;$$

$$\text{при } B_{z \frac{1}{3}} = 2,02 \text{ Тл}$$

$$C(5); H_{z \frac{1}{3}} = \left(a_{30} + a_{31} B_{z \frac{1}{3}} \frac{1}{3} + a_{32} B_{z \frac{1}{3}}^2 \frac{1}{3} + a_{33} B_{z \frac{1}{3}}^3 \frac{1}{3} + a_{34} B_{z \frac{1}{3}}^4 \frac{1}{3} \right) 10^2 = \\ = (304,422 + 0,045067 \cdot 2,02 + 254,437 \cdot 2,02^2 + (-580,219) \cdot 2,02^3 + \\ + 226,25 \cdot 2,02^4) 10^2 = 32\,730 \text{ А/м.}$$

95. Магнитное напряжение зубцов якоря, без учета высоты паза под клин

$$C(6); F_{\frac{1}{3}} = H_{\frac{1}{3}} (h_n - h_{кл}) = 32730 (0,035 - 0,004) = 1015 \text{ А.}$$

96. Ширина участка зубца якоря, занятого клином, на высоте 1/3 от его основания

$$C(7); b_{\frac{1}{3}} = b_{z1} - 0,77h_{кл} = 0,0090 - 0,77 \cdot 0,004 = 0,00682 \text{ м.}$$

97. Зубцовый шаг на высоте 1/3 от основания участка зубца, занятого клином,

$$C(61); t_{\frac{1}{3}} = \pi \left(D_a - \frac{4}{3} h_{кл} \right) \left| Z = \pi \left(0,66 - \frac{4}{3} 0,004 \right) \right| 117 = 0,01758 \text{ м.}$$

98. Коэффициент формы зубца якоря на высоте 1/3 от основания участка зубца, занятого клином,

$$C(62); K_{\frac{1}{3}} = t_{\frac{1}{3}} / \left(K_{ca} b_{\frac{1}{3}} \right) - 1 = 0,01758 / (0,94 \cdot 0,00682) - 1 = 1,742.$$

99. Площадь сечения участка зубцов якоря, занятого клином, на высоте 1/3 от основания

$$C(8); S_{\frac{1}{3}} = b_{\frac{1}{3}} Z \alpha_b l_a K_{ca} / (2p) = 0,00682 \cdot 117 \cdot 0,7 \cdot 0,38 \cdot 0,94 / 6 = 0,03325 \text{ м}^2.$$

100. Расчетная индукция на участке зубцов якоря, занятых клином, на высоте 1/3 от его основания

$$C(9); B_{\frac{1}{3}} = \Phi / S_{\frac{1}{3}} = 0,0847 / 0,03325 = 2,547 \text{ Тл.}$$

101. Напряженность магнитного поля на участке зубцов якоря, занятых клином, на высоте 1/3 от основания, А/м:

$$\text{если } B_{\frac{1}{3}} < 1,2 \text{ Тл, то } H_{\frac{1}{3}} = a_{1a} B_{\frac{1}{3}} \cdot 10^2;$$

$$\text{если } 1,2 \text{ Тл} < B_{\frac{1}{3}} < 1,8 \text{ Тл, то } H_{\frac{1}{3}} = \left(a_{20} + a_{21} B_{\frac{1}{3}} + \right.$$

$$\left. + a_{22} B_{\frac{1}{3}}^2 + a_{23} B_{\frac{1}{3}}^3 + a_{24} B_{\frac{1}{3}}^4 \right) 10^2;$$

$$\text{если } 1,8 \text{ Тл} < B_{\frac{1}{3}} < 2,075 \text{ Тл, то } H_{\frac{1}{3}} = \left(a_{30} + a_{31} B_{\frac{1}{3}} + \right.$$

$$\left. + a_{32} B_{\frac{1}{3}}^2 + a_{33} B_{\frac{1}{3}}^3 + a_{34} B_{\frac{1}{3}}^4 \right) 10^2;$$

$$\text{если } B_{\frac{1}{3}} \geq 2,075 \text{ Тл, то:}$$

$$\text{при } K_{зк} < 1: H_{\frac{1}{3}} = \left(a_{40} + a_{41} B_{\frac{1}{3}} + a_{42} B_{\frac{1}{3}}^2 + a_{43} B_{\frac{1}{3}}^3 + \right.$$

$$\left. + a_{44} B_{\frac{1}{3}}^4 \right) 10^2;$$

при $K_{зк} > 1$:

$$C_2 = \left[B_{н0} - B_{н1} + \frac{(B_{н2} - B_{н0}) - (B_{н3} - B_{н1})}{K_{зк}} K_{\frac{1}{3}} \right] / (H_{н1} - H_{н0});$$

$$H_{\frac{1}{3}} = H_{н1} + \left(B_{\frac{1}{3}} - B_{н0} - \frac{B_{н2} - B_{н0}}{K_{зк}} K_{\frac{1}{3}} \right) / C_2;$$

$$\text{при } B_{\frac{1}{3}} = 2,547 \text{ Тл и } K_{\frac{1}{3}} = 1,742:$$

$$C_2 = \left[2,35 - 2,075 + \frac{(3 - 2,35) - (2,22 - 2,075)}{3} 1,742 \right] / (170000 - 40000) =$$

$$= 0,00000437;$$

$$C(10); H_{\frac{1}{3}} = 40000 + \left(2,547 - 2,075 - \frac{2,22 - 2,075}{3} 1,742 \right) / 0,00000437 =$$

$$= 128742 \text{ А/м.}$$

102. Магнитное напряжение на участке зубцов якоря, занятом клином,

$$C(11); F_{\frac{1}{3}} = H_{\frac{1}{3}} h_{кл} = 128742 \cdot 0,004 = 515 \text{ А.}$$

103. Площадь сечения ярма (спинки) якоря

$$C(12); S_a = K_{ca} l_a \left(D_a - D_l - 2h_n - \frac{4}{3} n_n d_n \right) / 2 =$$

$$= 0,94 \cdot 0,38 \left(0,66 - 0,315 - 2 \cdot 0,035 - \frac{4}{3} 2 \cdot 0,03 \right) / 2 = 0,0348 \text{ м}^2.$$

104. Магнитная индукция в ярме якоря

$$C(13); B_a = \Phi / (2S_a) = 0,0847 / (2 \cdot 0,0348) = 1,217 \text{ Тл.}$$

105. Напряженность магнитного поля в ярме якоря:

$$\text{если } B_a < 1,2 \text{ Тл, то } H_a = a_{1a} B_a \cdot 10^2;$$

$$\text{если } 1,2 \text{ Тл} < B_a < 1,8 \text{ Тл, то } H_a = \left(a_{20} + a_{21} B_a + a_{22} B_a^2 + \right.$$

$$\left. + a_{23} B_a^3 + a_{24} B_a^4 \right) 10^2;$$

$$\text{если } 1,8 \text{ Тл} < B_a < 2,0 \text{ Тл, то } H_a = \left(a_{30} + a_{31} B_a + a_{32} B_a^2 + \right.$$

$$\left. + a_{33} B_a^3 + a_{34} B_a^4 \right) 10^2;$$

$$\text{если } B_a \geq 2,0 \text{ Тл, то } H_a = \left(a_{40} + a_{41} B_a + a_{42} B_a^2 + a_{43} B_a^3 + a_{44} B_a^4 \right) 10^2.$$

При $B_a = 1,217 \text{ Тл}$

$$C(14); H_a = \left(a_{20} + a_{21} B_a + a_{22} B_a^2 + a_{23} B_a^3 + a_{24} B_a^4 \right) 10^2 =$$

$$= [(-2168,35) + 3917,84 \cdot 1,217 + (-1602,87) 1,217^2 + (-524,242) 1,217^3 +$$

$$+ 332,128 \cdot 1,217^4] 10^2 = 938 \text{ А/м.}$$

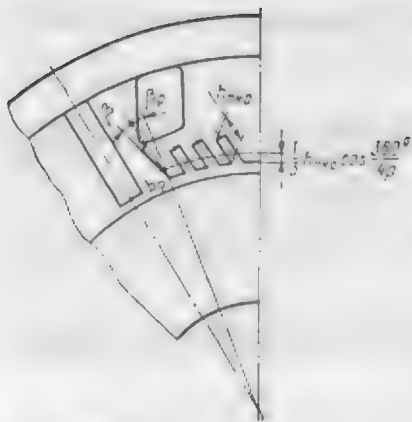


Рис. VI.17. К расчету размеров сердечника главного полюса

106. Длина магнитного пути в ярме якоря

$$C(15); L_a = \frac{D_a - 2h_n - D_l}{4} +$$

$$\frac{\pi(D_a - 2h_n + D_l)}{8p} \left(1 - \frac{\alpha_\delta}{2}\right) =$$

$$= \frac{0,66 - 2 \cdot 0,035 - 0,315}{4} +$$

$$\frac{\pi(0,66 - 2 \cdot 0,035 + 0,315)}{8 \cdot 3} \times$$

$$\left(1 - \frac{0,7}{2}\right) = 0,1457 \text{ м.}$$

107. Магнитное напряжение в ярме якоря

$$C(16); F_a = H_a L_a = 938 \cdot 0,1457 = 137 \text{ А.}$$

108. Коэффициент воздушного зазора зубцов компенсационной обмотки (см. рис. VI.11 и VI.15)

$$C(17); K_{\text{зко}} = 1 + b_{\text{ш}} / \left(l_{\text{ко}} - b_{\text{ш}} + 5\delta_{\text{гп}} \frac{l_{\text{ко}}}{b_{\text{ш}}} \right) =$$

$$= 1 + 0,0115 / \left(0,038 - 0,0115 + 5 \cdot 0,0045 \frac{0,038}{0,0115} \right) = 1,114.$$

109. Угол между прямой, соединяющей точку \$b_p\$ (рис. VI.17) с осью якоря и линией стенки паза компенсационной обмотки,

$$C(18); \beta_p = 360 \left(\frac{1}{4p} - \frac{\alpha_\delta}{4p} + \frac{\delta_{\text{гп}}}{\pi D_a} \right) = 360 \left(\frac{1}{4 \cdot 3} - \frac{0,7}{4 \cdot 3} + \frac{0,0045}{\pi \cdot 0,66} \right) =$$

$$= 9^\circ 47'.$$

110. Площадь сечения зубцового слоя компенсационной обмотки с параллельными пазами на высоте \$1/3\$ среднего зубца

$$C(19); S_{\text{зко}} = \left[\alpha_\delta \left(1 - \frac{4p\delta_{\text{гп}}}{\pi D_a} \right) \frac{\pi(D_a + 2\delta_{\text{гп}} + \frac{2}{3} h_{\text{пко}} \cos \frac{360^\circ}{4p})}{2p} - \right.$$

$$- b_{\text{пко}} Z_{\text{ко}} \frac{1}{\cos \frac{360^\circ}{4p}} + \frac{4}{3} h_{\text{пко}} \sin \frac{\beta_p + \beta}{2} -$$

$$\left. - \left(\frac{1}{\cos \frac{360^\circ}{6p}} - 1 \right) (l_{\text{ко}} - h_{\text{пко}}) (Z_{\text{ко}} - 2) \right] l_m K_{\text{см}} = \left[0,7 \left(1 - \frac{4 \cdot 3 \cdot 0,0045}{\pi \cdot 0,66} \right) \times \right.$$

$$\times \frac{\pi(0,66 + 2 \cdot 0,0045 + \frac{2}{3} 0,0445 \cos \frac{360^\circ}{4 \cdot 3})}{2 \cdot 3}$$

$$- 0,0115 \cdot 6 \frac{1}{\cos \frac{360^\circ}{4 \cdot 3}} + \frac{4}{3} 0,0445 \sin \frac{9^\circ 47' + 0}{2}$$

$$- \left(\frac{1}{\cos \frac{360^\circ}{6 \cdot 3}} - 1 \right) (0,038 - 0,0115) (6 - 2) \right] 0,4 \cdot 0,94 = 0,0626 \text{ м}^2.$$

111. Магнитная индукция зубцового слоя компенсационной обмотки

$$C(20); B_{\text{зко}} = \sigma_{\text{ко}} \Phi; S_{\text{зко}} = 1,05 \cdot 0,0847 / 0,0626 = 1,42 \text{ Тл.}$$

112. Напряженность зубцового слоя компенсационной обмотки, А/м:

если \$B_{\text{зко}} < 1,2\$ Тл, то \$H_{\text{зко}} = m_{1m} B_{\text{зко}} \cdot 10^2\$;

если \$1,2 \text{ Тл} < B_{\text{зко}} < 1,8 \text{ Тл}\$, то \$H_{\text{зко}} = (m_{20} + m_{21} B_{\text{зко}} + m_{22} B_{\text{зко}}^2 +

$$m_{23} B_{\text{зко}}^3 + m_{24} B_{\text{зко}}^4) 10^2$;$$

если \$1,8 \text{ Тл} < B_{\text{зко}} < 2,0 \text{ Тл}\$, то \$H_{\text{зко}} = (m_{30} + m_{31} B_{\text{зко}} + m_{32} B_{\text{зко}}^2 +

$$+ m_{33} B_{\text{зко}}^3 + m_{34} B_{\text{зко}}^4) 10^2$;$$

если \$B_{\text{зко}} \geq 2 \text{ Тл}\$, то \$H_{\text{зко}} = (m_{40} + m_{41} B_{\text{зко}} + m_{42} B_{\text{зко}}^2 + m_{43} B_{\text{зко}}^3 +

$$+ m_{44} B_{\text{зко}}^4) 10^2$;$$

при \$B_{\text{зко}} = 1,42 \text{ Тл}\$

$$C(21); H_{\text{зко}} = (m_{20} + m_{21} B_{\text{зко}} + m_{22} B_{\text{зко}}^2 + m_{23} B_{\text{зко}}^3 + m_{24} B_{\text{зко}}^4) 10^2 =$$

$$[(-2168,35) + 3917,84 \cdot 1,42 + (-1602,87) 1,42^2 + (-524,242) 1,42^3 +$$

$$+ 332,128 \cdot 1,42^4] 10^2 = 1228,8 \text{ А/м.}$$

113. Магнитное напряжение зубцового слоя компенсационной обмотки

$$C(22); F_{\text{зко}} = H_{\text{зко}} h_{\text{пко}} = 1228,8 \cdot 0,0445 = 54,7 \text{ А.}$$

114. Площадь сечения сердечника главного полюса [см. формулу (V.189)]

$$C(23); S_m = b_m l_m K_{\text{см}} K_{\text{плдм}} = 0,23 \cdot 0,4 \cdot 0,94 \cdot 0,975 = 0,0843 \text{ м}^2.$$

115. Магнитная индукция в сердечнике главного полюса

$$C(24); B_m = \sigma_m \Phi / S_m = 1,25 \cdot 0,0847 / 0,0843 = 1,256 \text{ Тл.}$$

116. Напряженность в сердечнике главного полюса, А/м:

если \$B_m < 1,2\$ Тл, то \$H_m = m_{1m} B_m \cdot 10^2\$;

если \$1,2 \text{ Тл} \leq B_m < 1,8 \text{ Тл}\$, то \$H_m = (m_{20} + m_{21} B_m + m_{22} B_m^2 + m_{23} B_m^3 +

$$+ m_{24} B_m^4) 10^2$;$$

если \$1,8 \text{ Тл} \leq B_m < 2,0 \text{ Тл}\$, то \$H_m = (m_{30} + m_{31} B_m + m_{32} B_m^2 + m_{33} B_m^3 +

$$+ m_{34} B_m^4) 10^2$;$$

если \$B_m \geq 2,0 \text{ Тл}\$, то \$H_m = (m_{40} + m_{41} B_m + m_{42} B_m^2 + m_{43} B_m^3 + m_{44} B_m^4) 10^2\$;

при \$B = 1,256 \text{ Тл}\$

$$C(25); H_m = (m_{20} + m_{21} B_m + m_{22} B_m^2 + m_{23} B_m^3 + m_{24} B_m^4) 10^2 =$$

$$= [(-2168,35) + 3917,84 \cdot 1,256 + (-1602,87) 1,256^2 + (-524,242) \times$$

$$\times 1,256^3 + 332,128 \cdot 1,256^4] = 1168,8 \text{ А/м.}$$

117. Длина магнитной силовой линии в сердечнике главного полюса

$$C(26): L_m = \frac{D_{JA} - D_a - 2\delta_{гп}}{2} - h_{пко} \cos \frac{360^\circ}{4p} = \frac{0,91 - 0,66 - 2 \cdot 0,0045}{2} - 0,0445 \cos \frac{360^\circ}{4 \cdot 3} = 0,0819 \text{ м.}$$

118. Магнитное напряжение в сердечнике главного полюса

$$C(27): F_m = H_m L_m = 1168,8 \cdot 0,0819 = 95,7 \text{ А.}$$

119. Площадь сечения «выхода» остова

$$C(28): S_j' = 2h_j (l_m + b_m) = 2 \cdot 0,0675 (0,4 + 0,23) = 0,08505 \text{ м}^2.$$

120. Индукция в «выходе» остова [см. формулу (V.197)]

$$C(29): B_j' = \sigma_m \Phi / S_j' = 1,25 \cdot 0,0847 / 0,08505 = 1,244 \text{ Тл.}$$

121. Напряженность в «выходе» остова, А/м:

$$\text{если } B_j' < 1,2 \text{ Тл, то } H_j' = j_1 B_j' \cdot 10^2;$$

$$\text{если } 1,2 \text{ Тл} \leq B_j' < 1,8 \text{ Тл, то } H_j' = [j_{30} + j_{31} B_j' + j_{32} (B_j')^2 + j_{33} (B_j')^3 + j_{34} (B_j')^4] \cdot 10^2;$$

$$\text{если } 1,8 \text{ Тл} \leq B_j' < 2,0 \text{ Тл, то } H_j' = [j_{30} + j_{31} B_j' + j_{32} (B_j')^2 + j_{33} (B_j')^3 + j_{34} (B_j')^4] \cdot 10^2;$$

$$\text{если } B_j' \geq 2,0 \text{ Тл, то } H_j' = [j_{30} + j_{31} B_j' + j_{32} (B_j')^2 + j_{33} (B_j')^3 + j_{34} (B_j')^4] \cdot 10^2;$$

$$\text{при } B_j' = 1,244 \text{ Тл}$$

$$C(30): H_j' = [j_{30} + j_{31} B_j' + j_{32} (B_j')^2 + j_{33} (B_j')^3 + j_{34} (B_j')^4] \cdot 10^2$$

$$[3805,01 + 11\,737,59 \cdot 1,244 + 13\,616,25 \cdot 1,244^2 - 7041,667 \cdot 1,244^3 + 1375 \cdot 1,244^4] \cdot 10^2 = 1187 \text{ А/м.}$$

122. Длина магнитной силовой линии на участке «выход» остова [см. формулу (V.186)]

$$C(31): L_j' = b_m / 2 = 0,23 / 2 = 0,115 \text{ м.}$$

123. Магнитное напряжение участка «выход» остова

$$C(32): F_j' = H_j' L_j' = 1187 \cdot 0,115 = 137 \text{ А.}$$

124. Площадь сечения отливки остова на участке между полюсами

$$C(33): S_j = l_j h_j = 0,58 \cdot 0,0675 = 0,03915 \text{ м}^2.$$

125. Индукция в отливке остова на участке между полюсами [см. формулу (V.183)]

$$C(34): B_j = \sigma_m \Phi / (2S_j) = 1,25 \cdot 0,0847 / (2 \cdot 0,03915) = 1,352 \text{ Тл.}$$

126. Напряженность в отливке остова на участке между полюсами, А/м:

$$\text{если } B_j < 1,2 \text{ Тл, то } H_j = j_1 B_j \cdot 10^2;$$

$$\text{если } 1,2 \text{ Тл} < B_j < 1,8 \text{ Тл, то } H_j = (j_{20} + j_{21} B_j + j_{22} B_j^2 + j_{23} B_j^3 + j_{24} B_j^4) \cdot 10^2;$$

$$\text{если } 1,8 \text{ Тл} < B_j < 2,0 \text{ Тл, то } H_j = (j_{20} + j_{21} B_j + j_{22} B_j^2 + j_{23} B_j^3 + j_{24} B_j^4) \cdot 10^2;$$

$$\text{если } B_j > 2,0 \text{ Тл, то } H_j = (j_{20} + j_{21} B_j + j_{22} B_j^2 + j_{23} B_j^3 + j_{24} B_j^4) \cdot 10^2;$$

при $B_j = 1,352 \text{ Тл}$

$$C(35): H_j = (j_{20} + j_{21} B_j + j_{22} B_j^2 + j_{23} B_j^3 + j_{24} B_j^4) \cdot 10^2 = \\ = (3805,01 + 11\,737,59 \cdot 1,352 + 13\,616,25 \cdot 1,352^2 - 7041,667 \cdot 1,352^3 + 1375 \cdot 1,352^4) \cdot 10^2 = 1692,5 \text{ А/м.}$$

127. Длина магнитной силовой линии на участке между полюсами

$$C(36): L_j = \frac{\pi (D_{JA} + h_j)}{4p} - \frac{b_m}{2} = \frac{\pi (0,91 + 0,0675)}{4 \cdot 3} - \frac{0,23}{2} = 0,1409 \text{ м.}$$

128. Магнитное напряжение участка между полюсами

$$C(37): F_j = H_j L_j = 1692,5 \cdot 0,1409 = 238 \text{ А.}$$

129. Площадь сечения воздушного зазора под главным полюсом

$$C(38): S_\delta = \sigma_\delta \tau_\alpha (l_\alpha + l_m) / 2 = 0,7 \cdot 0,3455 (0,38 + 0,4) / 2 = 0,0943 \text{ м}^2.$$

130. Индукция в воздушном зазоре

$$C(39): B_\delta = \Phi / S_\delta = 0,0847 / 0,0943 = 0,8982 \text{ Тл.}$$

131. Коэффициент воздушного зазора якоря

$$C(40): K_{\delta a} = \frac{l_1 + 5\delta_{гп} (1 + b_{21}/b_m)}{b_{21} + 5\delta_{гп} (1 + b_{21}/b_m)} = \\ = \frac{0,0177 + 5 \cdot 0,0045 (1 + 0,0099/0,0078)}{0,0099 + 5 \cdot 0,0045 (1 + 0,0099/0,0078)} = 1,1245.$$

132. Результирующий коэффициент воздушного зазора

$$C(41): K_\delta = K_{\delta a} K_{\delta ко} = 1,1245 \cdot 1,114 = 1,252.$$

133. Коэффициент возможного увеличения зазора $\delta_{гп}$ из-за производственных допусков (см. рис. V.23,б)

$$C(42): K' = 1,246 \cdot 124 - 126,019\delta_{гп} + 32\,216\delta_{гп}^2 - \\ - 4\,010\,700\delta_{гп}^3 + 196\,000\,000\delta_{гп}^4 = 1,246 \cdot 124 - \\ - 126,019 \cdot 0,0045 + 32\,216 \cdot 0,0045^2 - 4\,010\,700 \cdot \\ \cdot 0,0045^3 + 196\,000\,000 \cdot 0,0045^4 = 1,046.$$

134. Магнитное напряжение воздушного зазора [см. формулу (V.177)]

$$C(43): F_\delta = 0,8 B_\delta \delta_{гп} K_\delta K' \cdot 10^6 = 0,8 \cdot 0,8982 \cdot 0,0045 \cdot 1,252 \cdot 1,046 \cdot 10^6 = \\ = 4235 \text{ А.}$$

135. М.д.с. главного полюса при холостом ходе [см. формулу (V.179)]

$$C(44): F_0 = F_{21j_2} + F_{221j_1} + F_a + F_{1ко} + F_m + F_j' + F_j + F_\delta = \\ = 1015 + 515 + 137 + 54,7 + 95,7 + 137 + 238 + 4235 = 6427,4 \text{ А.}$$

136. М.д.с. главного полюса, необходимая для компенсации размагничивания м. д. с. якоря [см. формулу (V. 200)],

$$C(45): F_{aq}'' = 0,05 A \tau_a / 2 = 0,05 \cdot 50\,794 \cdot 0,3455 / 2 = 438 \text{ А.}$$

137. Полная м.д.с. главного полюса [см. уравнение (V.199)]

$$C(46): F_\Sigma' = F_0 + F_{aq}'' = 6427,4 + 438 = 6865,4 \text{ А.}$$

138. Расчетное число витков катушки главного полюса [см. формулу (V.201)]

$$C (47); \omega'_n = F'_n / (\beta_{ном} I_{ac}) = 6865,4 / (0,98 \cdot 900) = 7,8.$$

139. Разность между принятым и расчетным числом витков катушки главного полюса

$$C (48); \Delta \omega_n = \omega_n - \omega'_n = 8 - 7,8 = 0,2.$$

140. Запас по м.д.с. обмотки возбуждения

$$C (49); \Delta F_n = \Delta \omega_n I_{ac} \beta_{ном} = 0,2 \cdot 900 \cdot 0,98 = 176,4 \text{ А}$$

141. Принятая м.д.с. главного полюса

$$C (50); F_n = \omega_n I_{ac} \beta_{ном} = 8 \cdot 900 \cdot 0,98 = 7056 \text{ А}.$$

142. Коэффициент насыщения магнитной цепи главного полюса [см. формулу (V.168)]

$$C (51); K_n = F_n / F_\delta = 7056 / 4235 = 1,66.$$

143. Коэффициент искажения распределения магнитной индукции в зазоре при полном возбуждении, при $\beta_{ном}$

$$C (52); \xi_{пн} = 1 + \left| \frac{\alpha_\delta F_{aq} - F_{по}}{F_{z1/2} + F_{zk1/2} + F_a + F_\delta + F_{zко}} \right| + \frac{0,7 \cdot 8774 - 5400}{1015 + 515 + 137 + 4235 + 54,7} = 1,124.$$

144. Коэффициент искажения распределения магнитной индукции в зазоре при ослабленном возбуждении при $\beta_{мин}$ [см. формулу (V.178)]

$$C (53); \xi_{max} = 1 + \left| \left(\frac{\alpha_\delta F_{aq} - F_{по}}{F_{z1/2} + F_{zk1/2} + F_a + F_\delta + F_{zко}} \right) \left(\frac{\beta_{ном}}{\beta_{мин}} \right) \right| + \left(\frac{0,7 \cdot 8774 - 5400}{1015 + 515 + 137 + 4235 + 54,7} \right) \left(\frac{0,98}{0,4} \right) = 1,3.$$

145. Коэффициент использования мощности двигателя при конструкционной скорости электровоза [см. формулу (V.166)]

$$C (54); K_n = \beta_{ном} \left(K_n \frac{v_{max}}{v_q} \beta_{мин} \right) = 0,98 \left(1,66 \frac{110}{49,7} \cdot 0,4 \right) = 0,66$$

146. Плотность тока в обмотке возбуждения (см. § 22.4)

$$C (55); j_n = I_{ac} \beta_{ном} q_n = 900 \cdot 0,98 / 191,6 = 4,6 \text{ А/мм}^2.$$

147. Средняя длина витка обмотки возбуждения [см. формулу (V.202)]

$$C (56); l_{cp} = 2 [(l_m + 0,02) + (b_m + 0,01)] + \pi b_{мв} = 2 [(0,4 + 0,02) + (0,23 + 0,01)] + \pi \cdot 0,035 = 1,43 \text{ м}.$$

148. Сопротивление обмотки возбуждения при 20 °С [см. формулу (V.203)]

$$C (57); r_{20^\circ} = 2 \rho_{шв} l_{cp} n / (57 q_n K_{подн}) = 6 \cdot 8 \cdot 1,43 / (57 \cdot 191,6 \cdot 1) = 0,0063 \text{ Ом}.$$

149. Масса меди обмотки возбуждения [см. формулу (V. 204)]

$$C (58); m_n = 8,9 l_{cp} v_n q_n \cdot 2 \rho \cdot 10^{-3} = 8,9 \cdot 1,43 \cdot 8 \cdot 191,6 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 117 \text{ кг}.$$

149а. Масса стали сердечников главного полюса

$$C (63); m_{с.гп} = \frac{\pi}{4} \left[\alpha_\delta \frac{(D_{jn} - p_n + 2b_{мв})^2 - (D_a + 2\delta_{гп})^2}{2\rho} - Z_{ко} b_{пко} h_{пко} + \frac{p_n - 2b_{мв}}{2} b_m \right] l_m K_{см} \cdot 2\rho K_{ндм} \times \\ \times 7,85 \cdot 10^3 = \frac{3,141}{4} \left[0,7 \frac{(0,91 - 0,186 + 2 \cdot 0,035)^2 - (0,66 + 2 \cdot 0,0045)^2}{2 \cdot 3} - 6 \cdot 0,0115 \cdot 0,0445 + \frac{0,186 - 2 \cdot 0,035}{2} \cdot 0,23 \right] 0,4 \cdot 0,94 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 0,975 \cdot 7,85 \times \\ \times 10^3 = 429,88 \text{ кг}.$$

149б. Масса стали отливки остова (активная часть)

$$C (64); m_{сo} = \frac{\pi}{4} [(D_{jn} + 2h_j)^2 - D_{jв}^2] l_j \cdot 7,85 \cdot 10^3 = \\ = \frac{3,141}{4} [(0,91 + 2 \cdot 0,0075)^2 - 0,91^2] 0,58 \cdot 7,85 \cdot 10^3 = 943,75 \text{ кг}.$$

Расчет коллектора, щеток и коммутации

150. Окружная скорость коллектора

$$D (1); v_k = \pi D_k n_q / 60 = \pi \cdot 0,52 \cdot 920 / 60 = 25,05 \text{ м/с}.$$

151. Максимальная окружная скорость коллектора

$$D (2); v_{k \max} = \pi D_k n_{\max} / 60 = \pi \cdot 0,52 \cdot 2035 / 60 = 55,4 \text{ м/с}.$$

152. Разгонная окружная скорость коллектора

$$D (3); v_{k \text{ разг}} = \pi D_k n_{\text{разг}} / 60 = \pi \cdot 0,52 \cdot 2540 / 60 = 69,15 \text{ м/с}.$$

153. Удельные потери на коллекторе [см. формулу (V.76)]

$$D (4); p_k \text{ уд} = I_{тр} p_{щ.уд} v_k \text{ разг} S_{щ} / [(\pi D_k - K b_{мин}) L_k] = 0,15 \cdot 3,68 \times \\ \times 10^4 \cdot 69,15 \cdot 144 \cdot 10^{-4} / [(\pi \cdot 0,52 - 351 \cdot 0,00127) 0,121] = 3,8 \cdot 10^4 \text{ Вт/м}^2.$$

154. Коллекторное деление

$$D (5); t_k = \pi D_k / K = \pi \cdot 0,52 / 351 = 0,00465 \text{ м}.$$

155. Щеточное перекрытие [см. уравнение (V.67)]

$$D (6); \gamma = b_{щ} / t_k = 0,025 / 0,00465 = 5,376.$$

156. Коллекторное деление, приведенное к якорию,

$$D (7); t'_k = \pi D_a / K = \pi \cdot 0,66 / 351 = 0,0059 \text{ м}.$$

157. Ширина зоны коммутации [см. формулу (V.130)]

$$D (8); b_{ак} = \left(u_k - \frac{a}{\rho} + e_k + \gamma \right) t'_k = \left(3 - \frac{3}{3} + 1,5 + 5,376 \right) 0,0059 = 0,0524 \text{ м}.$$

158. Проверка правильности выбора коэффициента полюсного перекрытия [см. уравнение (V.8)]

$$D (9); [\tau_a (1 - \alpha_\delta) - b_{ак}] / (2l_1) = [0,3455 (1 - 0,7) - 0,0524] / (2 \cdot 0,0177) = 1,447.$$

159. Среднее напряжение на 1 см окружности коллектора

$$D (10); \Delta e_{cp} = 2\rho U / (K t_k \cdot 100) = 6 \cdot 950 / (351 \cdot 0,00465 \cdot 100) = 34,9 \text{ В/см}.$$

160. Максимальные напряжения между пластинами коллектора на набегающем крае щетки [см. формулу (V.81)]

$$D(11); e_{\text{мнab}} = \frac{e_{\text{ср}}}{\alpha_{\delta}} \frac{\beta_{\text{min}} \omega_{\text{в}} - \alpha_{\delta} \omega'_{\text{а}} + N'_{\text{зко}} Z_{\text{ко}}/2}{\beta_{\text{min}} \omega_{\text{к}}} \times \\ \times \left[1 + (K_{\delta\text{ко}} - 1) \left| \cos \left(\frac{t_1}{t_{\text{ко}}} \frac{\pi}{2} \right) \right| \right] = \frac{16,2}{0,7} \frac{0,4 \cdot 8 - 0,7 \cdot 9,75 + 2 \cdot 6/2}{0,4 \cdot 8} \times \\ \times \left[1 + (1,114 - 1) \left| \cos \left(\frac{0,0177}{0,038} \frac{\pi}{2} \right) \right| \right] = 18,6 \text{ В.}$$

161. Максимальные напряжения между пластинами коллектора на сбегающем крае щетки [см. формулу (V.81)]

$$D(12); e_{\text{мсб}} = \frac{e_{\text{ср}}}{\alpha_{\delta}} \frac{\beta_{\text{min}} \omega_{\text{в}} + \alpha_{\delta} \omega'_{\text{а}} - N'_{\text{зко}} Z_{\text{ко}}/2}{\beta_{\text{min}} \omega_{\text{в}}} \times \\ \times \left[1 + (K_{\delta\text{ко}} - 1) \cos \left(\frac{t_1}{t_{\text{ко}}} \frac{\pi}{2} \right) \right] = \frac{16,2}{0,7} \frac{0,4 \cdot 8 + 0,7 \cdot 9,75 - 2 \cdot 6/2}{0,4 \cdot 8} [1 + \\ + (1,114 - 1) \cos \left(\frac{0,0177}{0,038} \frac{\pi}{2} \right)] = 31,7 \text{ В.}$$

162. Максимальные напряжения на 1 см окружности коллектора на набегающем крае щетки

$$D(13); \Delta e_{\text{мнab}} = e_{\text{мнab}} / (t_{\text{к}} \cdot 100) = 18,6 / (0,00465 \cdot 100) = 40,1 \text{ В/см.}$$

163. Максимальные напряжения на 1 см окружности коллектора на сбегающем крае щетки

$$D(14); \Delta e_{\text{мсб}} = e_{\text{мсб}} / (t_{\text{к}} \cdot 100) = 31,7 / (0,00465 \cdot 100) = 68,2 \text{ В/см.}$$

164. Плотность тока под щеткой [см. формулу (V.72)]

$$D(15); I_{\text{ш}} = 2I_{\text{а}} / S_{\text{ш}} = 2 \cdot 900 / (144 \cdot 10^{-4}) = 12,5 \cdot 10^4 \text{ А/м}^2.$$

165. Требуемая по нагреву длина рабочей части коллектора [см. формулу (V.75)]

$$D(16); L'_{\text{к}} = 0,7 \cdot 10^{-4} I_{\text{а}} / D_{\text{к}} = 0,7 \cdot 10^{-4} \cdot 840 / 0,52 = 0,113 \text{ м.}$$

Расчет коммутации

166. Размер от верха паза вниз до меди верхнего проводника

$$D(17); h_{\text{в}} = h_{\text{кл}} + t_{\text{з}} + \Delta_{\text{х}} = 0,004 + 0,001 + 0,000965 = 0,005965 \text{ м.}$$

167. Средняя ширина шлица под клин

$$D(18); b''_{\text{п}} = b_{\text{п}} + 0,5774 h_{\text{кл}} = 0,0078 + 0,5774 \cdot 0,004 = 0,01 \text{ м.}$$

168. Коэффициент проводимости путей потока рассеяния для части паза над медью

$$D(19); \lambda_1 = h_{\text{в}} / b''_{\text{п}} = 0,005965 / 0,01 = 0,5965.$$

169. Высота, занимаемая медью в пазу,

$$D(20); h_{\text{мп}} = h_{\text{п}} - h_{\text{в}} - t_{\text{лр}} - \Delta_{\text{х}} = 0,035 - 0,005965 - 0,0 - 0,000965 = 0,02807 \text{ м.}$$

170. Частота перемагничивания в зоне коммутации [см. формулу (V.121)]

$$D(21); f' = v_{\text{к}} \left/ \left[2t_{\text{к}} \left(u_{\text{к}} + \gamma - \frac{a}{p} \right) \right] \right. = 25,05 \left/ \left[2 \cdot 0,00465 \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \left(3 + 5,376 - \frac{3}{3} \right) \right] \right. = 365 \text{ Гц.}$$

171. Суммарная ширина меди в пазу

$$D(22); \Sigma b_{\text{м}} = b_{\text{м}} n_{\text{х}} = 0,0056 \cdot 1 = 0,0056 \text{ м.}$$

172. Коэффициент ξ [см. формулу (V.120)]

$$D(23); \xi = h_{\text{м}} \sqrt{\Sigma b_{\text{м}} f' \cdot 71,6 / (2b_{\text{п}})} = 0,004 \sqrt{0,0056 \cdot 365 \cdot 71,6 / (2 \cdot 0,0078)} = \\ = 0,387.$$

173. Коэффициент K_i [см. рис. V.18]:

$$D(24); \text{если } \xi < 1, \text{ то } K_i = 1; \text{ если } \xi > 1, \text{ то } K_i = 1 - 0,225 (\xi - 1); \text{ при } \xi = \\ = 0,387 \text{ коэффициент } K_i = 1.$$

174. Коэффициент проводимости путей потока рассеяния для части высоты паза, занятой медью,

$$D(25); \lambda_2 = K_i h_{\text{мп}} / (3b_{\text{п}}) = 1 \cdot 0,02807 / (3 \cdot 0,0078) = 1,2.$$

175. Коэффициент воздушного зазора добавочного полюса [см. формулу (V.144)]

$$D(26); K_{\delta\text{д}} = \left[t_1 : 5\delta_{\text{д}} \left(1 - \frac{b_{\text{з1}}}{b_{\text{п}}} \right) \right] / \left[b_{\text{з1}} : 5\delta_{\text{д}} \left(1 - \frac{b_{\text{з1}}}{b_{\text{п}}} \right) \right] = \\ = \left[0,0177 + 5 \cdot 0,01 \left(1 + \frac{0,0099}{0,0078} \right) \right] / \left[0,0099 + 5 \cdot 0,01 \left(1 + \frac{0,0099}{0,0078} \right) \right] = 1,063.$$

176. Расчетная дуга добавочного полюса

$$D(27); b_{\delta\text{д}} = b_{\text{д}} + 2\delta_{\text{д}} = 0,026 + 2 \cdot 0,01 = 0,046 \text{ м.}$$

177. Коэффициент проводимости по коронкам зубцов [см. уравнение (V.105)]

$$D(28); \lambda_{\text{к}} = b_{\delta\text{д}} / (4K_{\delta\text{д}} \delta_{\text{д}}) = 0,046 / (4 \cdot 1,063 \cdot 0,01) = 1,08.$$

178. Коэффициент проводимости путей потока рассеяния для лобовых частей обмотки [см. формулу (V.106)]

$$D(29); \lambda_{\text{л}} = 0,37 \frac{0,5L_{\text{р}}}{l_{\text{а}}} \lg \left(1 + \frac{\pi \tau_{\text{а}}}{4h_{\text{п}}} \right) = \\ = 0,37 \frac{0,5 \cdot 0,8667}{0,38} \lg \left(1 + \frac{\pi \cdot 0,3455}{4 \cdot 0,035} \right) = 0,397.$$

179. Полный коэффициент удельной проводимости путей потока рассеяния паза

$$D(30); \lambda = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_{\text{л}} = 0,5965 + 1,2 + 1,08 + 0,397 = 3,2735.$$

180. Идеальная ширина щетки [см. уравнение (V.112)]

$$D(31); b_{\text{шт}} = b_{\text{п}} - b_{\text{мин}} = 0,025 - 0,00127 = 0,02373 \text{ м.}$$

181. Идеальный коэффициент щеточного перекрытия

$$D(32); \gamma_i = b_{\text{шт}} / t_{\text{к}} = 0,02373 / 0,00465 = 5,1.$$

182. Коэффициент κ_{cp} [см. формулу (V.124)]

$$D (33); \kappa_{cp} = 1 + \frac{2}{u_k \gamma_i} \sum_{n=1, 2, 3, \dots}^+ (u_k - n) (\gamma_i - n) = 1 +$$

$$+ \frac{2}{3 \cdot 5,1} [(3-1) (5,1-1) + (3-2) (5,1-2) + (3-3) (5,1-3)] = 2,477.$$

183. Коэффициент κ'_{cp} [см. формулу (V.125)]

$$D (34); \kappa'_{cp} = \frac{2}{u_k \gamma_i} \left[u_k (\gamma_i - |e_n u_k|) + \sum_{n=1, 2, 3, \dots}^+ (u_k - n) \times \right.$$

$$\left. (\gamma_i - |e_n u_k - n|) + \sum_{n=1, 2, 3, \dots}^+ (u_k - n) (\gamma_i - |e_n u_k + n|) \right] =$$

$$= \frac{2}{3 \cdot 5,1} [3(5,1 - |0,5 \cdot 3|) + (3-1) (5,1 - |0,5 \cdot 3 - 1|) + (3-2) (5,1 -$$

$$- |0,5 \cdot 3 - 2|) + (3-3) (5,1 - |0,5 \cdot 3 - 3|) + (3-1) (5,1 - |0,5 \cdot 3 + 1|) +$$

$$+ (3-2) (5,1 - |0,5 \cdot 3 + 2|)] = 4,1.$$

Знак «+» над буквой Σ и у скобки в пп. 182, 183 означает, что суммируются только положительные члены.

184. Коэффициент $4u'$ [см. формулу (V.123)]

$$D (35); 4u' = 2\kappa_{cp} + \kappa'_{cp} = 2 \cdot 2,477 + 4,1 = 9,054.$$

185. Реактивная э.д.с. в часовом режиме [см. уравнение (V.127)]

$$D (36); e_{rч} = \frac{2}{3} \frac{I_{aq}}{a} \frac{D_k}{b_{шг}} \frac{n_q}{1000} \omega_c^2 [(4u') I_a (\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_k) +$$

$$+ 2\gamma_i \cdot 0,5 L_p \lambda_d] 10^{-4} =$$

$$= \frac{2}{3} \frac{900}{3} \frac{0,52}{0,02373} \frac{920}{1000} 1^2 [9,054 \cdot 0,38 (0,5965 + 1,2 + 1,08) + 2 \cdot 5,1 \times$$

$$\times 0,5 \cdot 0,8657 \cdot 0,397] 10^{-4} = 4,7 \text{ В.}$$

186. Максимальное значение реактивной э. д. с. (при конструкционной скорости и минимальном возбуждении) [см. формулу (V.128)]

$$D (37); e_{r \max} = e_{rч} v_{\max} K_{II} / v_{ч} = 4,7 \cdot 110 \cdot 0,66 / 49,7 = 6,87 \text{ В.}$$

187. Коэффициент, учитывающий насыщение зубцового слоя якоря.

$$D (38); K_{zл} = (F_{zл/a} + F_{zк/a} + F_{\delta}) / F_{\delta} = (1015 + 515 + 4235) / 4235 = 1,36.$$

188. Максимальная э. д. с. в номинальном (часовом) режиме, наводимая в короткозамкнутых секциях якоря полем главных полюсов [см. уравнение (V.196)]

$$D (39); e_{r \max} = e_{cp} \frac{a}{p} \frac{0,7 K_{zл}}{\alpha_{\delta} \left[1 + 0,75 \frac{\tau_a}{\delta_{гп}} \left(1 - \frac{b_{зк}}{\tau_a (1 - \alpha_{\delta})} \right) (1 - \alpha_{\delta}) \right]} =$$

$$16,2 \frac{3}{3} \frac{0,7 \cdot 1,36}{0,7 \left\{ 1 + 0,75 \frac{0,3455}{0,0045} \left[1 - \frac{0,0524}{0,3455 (1 - 0,7)} \right] (1 - 0,7) \right\}} = 2,31 \text{ В.}$$

Определение параметров добавочного полюса

189. Среднее значение магнитной индукции в воздушном зазоре под добавочным полюсом [см. формулу (V.138)]

$$D (40); B_k = e_{rч} / (2 l_{мд} v_{ач}) = 4,7 / (2 \cdot 0,38 \cdot 31,78) = 0,194 \text{ Тл.}$$

190. Полезный (коммутирующий) магнитный поток добавочного полюса [см. формулу (V.139)]

$$D (41); \Phi_k = B_k l_{мд} b_{\delta д} = 0,194 \cdot 0,38 \cdot 0,046 = 0,00339 \text{ Вб.}$$

191. Коэффициент увеличения δ_d из-за производственных допусков (см. рис. V.23,б):

если $\delta_d \leq 0,007 \text{ м}$, то

$$D (42); K' = 1,246124 - 126,019 \delta_d + 32 216 \delta_d^2 - 4 010 700 \delta_d^3 + 196 000 000 \delta_d^4;$$

если $\delta_d > 0,007 \text{ м}$, то $K' = 1,03$;

при $\delta_d = 0,01 \text{ м}$ коэффициент $K' = 1,03$.

192. Магнитное напряжение первого воздушного зазора (между якорем и добавочным полюсом) [см. формулу (V.143)]

$$D (43); F_{\delta д} = \frac{1}{\mu_0} B_k \delta_d K_{\delta д} K' = \frac{1}{4\pi \cdot 10^{-7}} 0,194 \cdot 0,01 \cdot 1,063 \cdot 1,03 = 1691 \text{ А.}$$

193. М.д.с. якоря в коммутационной зоне [см. формулу (V.134), § 21.2]

$$D (44); F'_{aq} = F_{aq} \left(1 - \frac{b_{зк}}{2\tau_a} \right) - F_{ко} = 8774 \left(1 - \frac{0,0524}{2 \cdot 0,3455} \right) - 5400 = 2709 \text{ А.}$$

194. Полная магнитная проводимость потока рассеяния добавочного полюса [см. уравнение (V.150)]

$$D (45); \lambda_{\sigma д} = 2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \left(\lambda_p \frac{l_{мд} + b_{мд} + l_m}{2} + \lambda_{po} \frac{l_{мд} + b_{мд} + l_j}{2} \right) =$$

$$= 2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \left(1,35 \frac{0,38 + 0,05 + 0,4}{2} + 0,015 \frac{0,38 + 0,05 + 0,58}{2} \right) =$$

$$= \lambda_{\sigma p} + \lambda_{\sigma po} = (1,408 + 0,019) \cdot 10^{-6} = 1,427 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

195. Поток рассеяния добавочного полюса [см. формулу (V.146)]

$$D (46); \Phi_{\sigma д} = (F_{\delta д} + F'_{aq}) \lambda_{\sigma д} = (1691 + 2709) 1,427 \cdot 10^{-6} = 0,00628 \text{ Вб.}$$

196. Суммарный магнитный поток в сердечнике добавочного полюса [см. формулу (V.145)]

$$D (47); \Phi_{мд} = \Phi_k + 0,82 \Phi_{\sigma д} = 0,00339 + 0,82 \cdot 0,00628 = 0,00854 \text{ Вб.}$$

197. Коэффициент рассеяния добавочного полюса [см. уравнение (V.151)]

$$D (48); \sigma_d = \Phi_{мд} / \Phi_k = 0,00854 / 0,00339 = 2,52.$$

198. Площадь сечения сердечника добавочного полюса

$$D (49); S_{мд} = l_{мд} b_{мд} K_{сд} = 0,38 \cdot 0,05 \cdot 0,94 = 0,01786 \text{ м}^2.$$

199. Магнитная индукция в сердечнике добавочного полюса [см. формулу (V.153)]

$$D (50); B_{мд} = \Phi_{мд} / S_{мд} = 0,00854 / 0,01786 = 0,478 \text{ Тл.}$$

200. М.д.с. добавочного полюса [см. формулу (V.159)]

$$D (51); F_d = I_{aq} \omega_d = 900 \cdot 8 = 7200 \text{ А.}$$

201. Магнитное напряжение второго зазора [см. формулу (V.154)]

$$D(52); F_{\delta j} = F_{\delta} - F_{\delta d} - F_{\delta q} = 7200 - 1691 - 2709 = 2800 \text{ А.}$$

202. Второй зазор [см. уравнение (V.157)]

$$D(53); \delta_j = F_{\delta j} b_{m\delta} / \left(\frac{1}{\mu_0} B_{m\delta} b_{m\delta} - 2F_{\delta j} \right) = \\ = 2800 \cdot 0,05 / \left(\frac{1}{4\pi \cdot 10^{-7}} 0,478 \cdot 0,05 - 2 \cdot 2800 \right) = 0,0104 \text{ м.}$$

203. Плотность тока в обмотке добавочных полюсов [см. формулу (V.162)]

$$D(54); j_{\delta} = I_{\delta} / q_{\delta} = 900 / 155,08 = 5,8 \text{ А/мм}^2.$$

204. Средняя длина витка катушки добавочного полюса [см. формулу (V.163)]

$$D(55); l_{\text{ср}\delta} = 2l_{m\delta} + \pi(b_{m\delta} + b_{\text{кат}\delta}) = 2 \cdot 0,38 + \pi(0,05 + 0,017) = 0,97 \text{ м.}$$

205. Сопротивление обмотки добавочного полюса при 20 °С [см. формулу (V.164)]

$$D(56); r_{\delta, 20^\circ} = 2\rho_{\text{ст}} l_{\text{ср}\delta} / (57q_{\delta}) = 6 \cdot 8 \cdot 0,97 / (57 \cdot 155,08) = 0,00527 \text{ Ом.}$$

206. Масса меди обмотки добавочных полюсов [см. формулу (V.165)]

$$D(57); m_{\delta} = 8,9 \cdot 2\rho_{\text{ст}} l_{\text{ср}\delta} q_{\delta} \cdot 10^{-3} = 8,9 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 0,97 \cdot 155,08 \cdot 10^{-3} = 64,3 \text{ кг.}$$

206а. Масса стали сердечников добавочных полюсов

$$D(58); m_{\text{с.д}} = \rho [D_{j\delta} - D_{\delta} - 2(\delta_j + \delta_d)] b_{m\delta} l_{m\delta} \cdot 0,86 \cdot 7,85 \cdot 10^3 = \\ = 3[0,91 - 0,66 - 2(0,0104 + 0,01)] 0,05 \cdot 0,38 \cdot 0,86 \cdot 7,85 \cdot 10^3 = 80,4 \text{ кг.}$$

Тепловой расчет обмотки якоря

207. Сопротивление обмотки якоря при ожидаемой температуре, Ом,

$$E(1); r_{\text{ат}} = r_{\text{а}, 20^\circ} l_r = 0,01291 l_r.$$

208. Основные потери в меди обмотки якоря, Вт.

$$E(2); \Delta P_{\text{ма}} = I_{\text{а}\infty}^2 r_{\text{ат}} = 840^2 \cdot 0,01291 l_r = 9109 l_r.$$

209. Приведенная высота проводника

$$E(3); \xi = h_{\text{м}} \sqrt{\frac{\Sigma b_{\text{м}} f_{\infty} \cdot 150}{b_{\text{п}}}} = 0,004 \sqrt{\frac{0,0056 \cdot 46,75 \cdot 150}{0,0078}} = 0,284.$$

210. Коэффициент μ

$$E(4); \mu = \frac{31\rho(u_{\text{к}} + \gamma - a/\rho)}{K_{\text{ф}}^2} = \frac{31 \cdot 3(3 + 5,376 - 3/3)}{351 \cdot 0,284^2} = 24,2.$$

211. Коэффициент ψ

$$E(5); \psi = 1,8/(\mu + 2) = 1,8/(24,2 + 2) = 0,0687.$$

212. Коэффициент Фильда

$$E(6); K_{\text{ф}} = 1 + 0,425 \left(\frac{2u_{\text{к}}}{n_{\text{х}}} n_{\text{у}} \right)^2 \xi^2 \psi \frac{l_{\text{а}}}{l_{\text{ср}\text{а}}} = \\ = 1 + 0,425 \left(\frac{2 \cdot 3}{1} 1 \right)^2 0,284^2 \cdot 0,0687 \frac{0,38}{0,8133} = 1,04.$$

213. Коммутационные потери [см. формулу (III.8)]

$$E(7); \Delta P_{\text{к}} = \Delta P_{\text{ма}} (K_{\text{ф}} - 1) = 9109 l_r (1,04 - 1) = 364 l_r.$$

214. Напряженность магнитного поля в зубцах якоря (без учета высоты паза под клин) в продолжительном режиме для $B_{z1/3\infty} = B_{z1/3} n_{\text{к}} / n_{\infty} = 2,02 \cdot 920 : 935 = 1,99 \text{ Тл.}$

При $B_{z1/3\infty} = 1,99 \text{ Тл}$ получим в соответствии с п. 94

$$H_{z1/3\infty} = (a_{30} + a_{31} B_{z1/3} + a_{32} B_{z1/3}^2 + a_{33} B_{z1/3}^3 + a_{34} B_{z1/3}^4) 10^2 = \\ = [304,422 + 0,045 067 \cdot 1,99 + 254,437 \cdot 1,99^2 + (-580,219) 1,99^3 + \\ + 226,25 \cdot 1,99^4] 10^2 = 28 777 \text{ А/м.}$$

Максимальное значение поперечной составляющей индукции в пазу

$$E(8); B_{q \text{ max}} = \frac{\mu_0 h_{\text{п}}}{b_{\text{п}}} H_{z1/3\infty} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,035}{0,0078} 28 777 = 0,162 \text{ Тл.}$$

215. Среднее значение индукции в пазу якоря от поперечной составляющей магнитного поля (см. § 10.2)

$$E(9); B_{q \text{ ср}} = \frac{8}{\pi^2} B_{q \text{ max}} \sqrt{\sum_{k=1,3,5,\dots}^9 \frac{\cos^2(k \cdot 2\pi l_{\text{п}} / \tau_{\text{п}})}{k^2}} = \\ = \frac{8}{\pi^2} 0,162 \sqrt{\sum_{k=1,3,5,\dots}^9 \frac{\cos^2(k \cdot 2\pi \cdot 0,0177 / 0,3455)}{k^2}} = 0,128 \text{ Тл.}$$

216. Добавочные потери в обмотке якоря от поперечной составляющей магнитного поля в зазоре на холостом ходу [см. формулу (III.9)]

$$E(10); \Delta P_{\text{м доб}} = 3,3 A l_{\text{а}} n_{\text{у}} \frac{l_{\infty}^2}{2,63 \cdot 10^{-8}} B_{q \text{ ср}}^2 b_{\text{м}} h_{\text{м}}^3 = \\ = 3,3 \cdot 702 \cdot 0,38 \cdot 1 \frac{46,75^2}{2,63 \cdot 10^{-8}} 0,128^2 \cdot 0,0056 \cdot 0,004^3 = 430 \text{ Вт.}$$

217. Суммарные потери в меди обмотки якоря, Вт.

$$E(11); \Sigma \Delta P_{\text{м}} = \Delta P_{\text{ма}} + \Delta P_{\text{к}} + \Delta P_{\text{м доб}} = 9109 l_r + 364 l_r + 430 = 9473 l_r + 430.$$

218. Удельные потери в стали ярма якоря (см. § 10.1)

$$E(12); p_{\text{а}} = [0,044 f_{\infty} + 5,6 (f_{\infty} / 100)^2] (B_{\text{а}} n_{\text{к}} / n_{\infty})^2 = \\ = [0,044 \cdot 46,75 + 5,6 (46,75 / 100)^2] (1,217 \cdot 920 / 935)^2 = 4,7 \text{ Вт/кг.}$$

219. Удельные потери в стали участка зубцов якоря, без учета высоты под клин

$$E(13); p_{\text{з}} = [0,044 f_{\infty} + 5,6 (f_{\infty} / 100)^2] (B_{z1/3} n_{\text{к}} / n_{\infty})^2 = \\ = [0,044 \cdot 46,75 + 5,6 (46,75 / 100)^2] (2,02 \cdot 920 / 935)^2 = 12,95 \text{ Вт/кг.}$$

220. Удельные потери в стали участка зубцов якоря на высоте клина

$$E(14); p_{\text{зк}} = [0,044 f_{\infty} + 5,6 (f_{\infty} / 100)^2] (B_{z\text{к}1/3} n_{\text{к}} / n_{\infty})^2 = \\ = [0,044 \cdot 46,75 + 5,6 (46,75 / 100)^2] (2,547 \cdot 920 / 935)^2 = 20,6 \text{ Вт/кг.}$$

221. Масса ярма якоря

$$E(15); m_{\text{а}} = K_{\text{сд}} l_{\text{а}} \frac{\pi}{4} 7,85 \cdot 10^3 [(D_{\text{а}} - 2h_{\text{п}})^2 - D_{\text{л}}^2 - m_{\text{к}} d_{\text{к}}^2] = \\ = 0,94 \cdot 0,38 \frac{\pi}{4} 7,85 \cdot 10^3 [(0,66 - 2 \cdot 0,035)^2 - 0,315^2 - 44 \cdot 0,03^2] = 461 \text{ кг.}$$

222. Масса зубцов якоря без высоты зубца под клин (высота зубца до клина)

$$E (16); m_z = K_{ca} Z l_a \cdot 7,85 \cdot 10^3 (h_n - h_{кл}) \left(l_2 \frac{D_a - h_{кл} - h_n}{D_a - 2h_n} - b_n \right) = \\ = 0,94 \cdot 117 \cdot 0,38 \cdot 7,85 \cdot 10^3 (0,035 - 0,004) \left(0,0158 \frac{0,66 - 0,004 - 0,035}{0,66 - 2 \cdot 0,035} - 0,0078 \right) = 90 \text{ кг.}$$

223. Масса участков зубцов якоря на высоте клина

$$E (17); m_{zk} = K_{ca} Z l_a \cdot 7,85 h_{кл} \cdot 10^3 \left(l_2 \frac{D_a - h_{кл}}{D_a - 2h_n} - b_n \right) = \\ = 0,94 \cdot 117 \cdot 0,38 \cdot 7,85 \cdot 0,004 \cdot 10^3 \left(0,0158 \times \right. \\ \left. \times \frac{0,66 - 0,004}{0,66 - 2 \cdot 0,035} - 0,0078 \right) = 12,8 \text{ кг.}$$

224. Масса зубцов якоря (суммарная)

$$E (18); m_{za} = m_z + m_{zk} = 90 + 12,8 = 102,8 \text{ кг.}$$

225. Основные потери в стали якоря при холостом ходе [см. формулу (III.4)]

$$E (19); \Delta P_{ca} = K_{xx} (p_a m_a + p_z m_z + p_{zk} m_{zk}) = \\ = 1,7 (4,7 \cdot 461 + 12,95 \cdot 90 + 20,6 \cdot 12,8) = 6113 \text{ Вт.}$$

226. Круговая частота вихревых токов в якоре

$$E (20); \omega_{zko} = \pi Z_{ko} \cdot 2 \pi n_{\infty} / (\alpha_0 \cdot 30) = \pi \cdot 6 \cdot 6 \cdot 935 / (0,7 \cdot 30) = 5035 \text{ с}^{-1}.$$

227. Коэффициент пульсации

$$E (21); \gamma_{гп} = \frac{(b_{гп} / \delta_{гп})^2}{5 + b_{гп} / \delta_{гп}} = \frac{(0,0115 / 0,0045)^2}{5 + 0,0115 / 0,0045} = 0,864.$$

228. Амплитуда пульсации магнитной индукции в зубцах якоря

$$E (22); B_{pz1/3} = \frac{\gamma_{гп} \delta_{гп}}{2 l_1} B_{z1/3\infty} = \frac{0,864 \cdot 0,0045}{2 \cdot 0,0177} 1,99 = 0,218 \text{ Тл.}$$

229. Пульсационные потери в зубцах якоря [см. формулу (III.11)]

$$E (23); \Delta P_{пул a} = K_{обр a} \frac{\Delta_{ста}^2}{24 \rho_a} \omega_{zko}^2 B_{pz1/3}^2 Z \alpha_0 h_n b_{z1/3} l_a K_{ca} = \\ = 1 \frac{0,0005^2}{24 \cdot 0,25 \cdot 10^{-6}} 5035^2 \cdot 0,218^2 \cdot 117 \cdot 0,7 \cdot 0,035 \cdot \\ \cdot 0,00866 \cdot 0,38 \cdot 0,94 = 445 \text{ Вт.}$$

230. Суммарные потери в стали якоря

$$E (24); \Sigma \Delta P_{ca} = \Delta P_{ca} + \Delta P_{пул a} = 6113 + 445 = 6558 \text{ Вт.}$$

231. Приведенный периметр паза

$$E (25); p' = 2h_n + 1,33 b_n = 2 \cdot 0,035 + 1,33 \cdot 0,0078 = 0,0804 \text{ м.}$$

232. Эквивалентная толщина внутренней изоляции

$$E (26); b_{внут} = \frac{n_x - 1}{4} b'_{из} = \frac{1 - 1}{4} 0,00035 = 0.$$

233. Толщина внешней изоляции на одну сторону (с учетом зазоров и пустот)

$$E (27); b_{внеш} = \frac{b_n - [b_m n_x + (n_x - 1) b'_{из}]}{2} = \\ = \frac{0,0078 - [0,0056 \cdot 1 + (1 - 1) 0,00035]}{2} = 0,0011 \text{ м.}$$

234. Эффективная толщина пазовой изоляции на одну сторону (см. § 11.3)

$$E (28); b_{иза} = b_{внут} + b_{внеш} = 0 + 0,0011 = 0,0011 \text{ м.}$$

235. Удельная теплопроводность пазовой изоляции

$$E (29); \lambda_{иза} = \Delta_a / b_{иза} = 0,13 / 0,0011 = 118,2 \text{ Вт/(}^\circ\text{C} \cdot \text{м}^2).$$

236. Эквивалентная скорость воздуха относительно поверхности якоря

$$E (30); v_{aэ} = \sqrt{v_{a\infty}^2 + 1,5 \left(\frac{8Q \cdot 10^{-2}}{D_a^2 - D_l^2} \right)^2} = \\ = \sqrt{32,3^2 + 1,5 \left(\frac{8 \cdot 95 \cdot 10^{-2}}{0,66^2 - 0,315^2} \right)^2} = 42,53 \text{ м/с.}$$

237. Коэффициент теплоотдачи [см. формулу (III.34)],

$$E (31); \alpha_a = 30 + 2,4 v_{aэ} = 30 + 2,4 \cdot 42,53 = 132,1 \text{ Вт/(}^\circ\text{C} \cdot \text{м}^2).$$

238. Превышение температуры меди обмотки якоря над окружающим воздухом θ_m определяют из системы уравнений:

$$\left\{ \begin{aligned} E (32); \theta_m &= \frac{\Sigma \Delta P_m \left[1 + \frac{\alpha_n}{\lambda_{иза} \rho'} \left(l_1 + \frac{m_k \pi d_k}{2Z} \right) \right] + \Sigma \Delta P_{ca} \left(1 - \frac{\alpha_a}{\lambda_{иза} \rho'} l_1 \frac{l_n}{l_a} \right)}{\alpha_a \pi [D_a (l_a + l_n) + \frac{m_k d_k}{2} l_a]} \times \\ &\quad \times K_{от} + \theta_{в}; \\ E (33); l_r &= 1 + 0,004 (\theta_m + 5); \end{aligned} \right.$$

$$\theta_m = \frac{(9473 l_r + 430) \left[1 + \frac{132,1}{118,2 \cdot 0,0804} \left(0,0177 + \frac{44 \cdot 0,03}{2 \cdot 117} \right) \right] + \dots}{132,1 \pi \left[0,66 (0,38 + 0,2428) + \frac{44 \cdot 0,03}{2} 0,38 \right]} \dots \\ + 6558 \left(1 - \frac{132,1}{118,2 \cdot 0,0804} 0,0177 \frac{0,2428}{0,38} \right) \dots \\ = 51,5 l_r + 22,46 + 12,5; \\ l_r = 1 + 0,004 (\theta_m + 5). \\ \theta_m = 110 \text{ }^\circ\text{C.}$$

Тепловой расчет компенсационной обмотки (см. § 11.3)

239. Сопротивление компенсационной обмотки при ожидаемой температуре, Ом,

$$F (1); r_{коз} = r_{ко20} \cdot l_r = 0,0077 l_r.$$

240. Основные потери в меди компенсационной обмотки, Вт

$$F(2); \Delta P_{\text{мко}} = I_{\text{ао}}^2 r_{\text{ко}} = 840^2 \cdot 0,00771_r = 5433 t_r.$$

241. Круговая частота вихревых токов в наконечнике главного полюса

$$F(3); \omega_{\text{за}} = \pi Z n_{\infty} / 30 = \pi \cdot 117 \cdot 935 / 30 = 11456 \text{ с}^{-1}.$$

242. Коэффициент пульсации

$$F(4); \gamma_a = \frac{(b_{\text{н}}/\delta_{\text{гп}})^2}{5 + b_{\text{н}}/\delta_{\text{гп}}} = \frac{(0,0078/0,0045)^2}{5 + 0,0078/0,0045} = 0,4456.$$

243. Амплитуда пульсации магнитной индукции в зубцах компенсационной обмотки

$$F(5); B_{\text{рпо}} = \frac{\gamma_a \delta_{\text{гп}}}{2 l_{\text{ко}}} B_{\text{зко}} (n_{\text{з}}/n_{\infty}) = \frac{0,4456 \cdot 0,0045}{2 \cdot 0,038} 1,42 (720/735) = 0,0369 \text{ Тл}.$$

244. Пульсационные потери в зубцах компенсационной обмотки

$$F(6); \Delta P_{\text{пул м}} = K_{\text{обр м}} \frac{\Delta_{\text{ст м}}^2}{24 \rho_{\text{м}}} \omega_{\text{за}}^2 B_{\text{рпо}}^2 Z_{\text{ко}} \cdot 2 \rho h_{\text{пко}} (l_{\text{ко}} - b_{\text{пко}}) l_{\text{м}} K_{\text{ст м}} =$$

$$= \frac{0,0005^2}{24 \cdot 0,25 \cdot 10^{-4}} 11456^2 \cdot 0,0369^2 \cdot 6 \cdot 0,0445 (0,038 - 0,0115) 0,4 \cdot 0,94 = 121 \text{ Вт}.$$

245. Площадь поверхности, передающей тепло от меди к стали,

$$F(7); S_{\text{пав}} = 2 \rho Z_{\text{ко}} (2 h_{\text{пко}} + b_{\text{пко}}) l_{\text{м}} = 6 \cdot 6 (2 \cdot 0,0445 + 0,0115) 0,4 = 1,447 \text{ м}^2.$$

246. Поверхность теплоотдачи со стали зубцов

$$F(8); S_{\text{ст}} = 2 \rho [Z_{\text{ко}} (l_{\text{ко}} - b_{\text{пко}}) + 2 h_{\text{пко}}] l_{\text{м}} =$$

$$= 6 [6 (0,038 - 0,0115) + 2 \cdot 0,0445] 0,4 = 0,595 \text{ м}^2.$$

247. Поверхность теплоотдачи с лобовых частей

$$F(9); S_{\text{лоб}} = 2 l_{\text{ко}} (h_{\text{пко}} + b_{\text{пко}}) \rho Z_{\text{ко}} = 2 \cdot 0,3373 (0,0445 + 0,0115) 3 \cdot 6 = 0,68 \text{ м}^2.$$

248. Эквивалентная толщина внутренней изоляции

$$F(10); b_{\text{внут ко}} = N'_{\text{зко}} b'_{\text{из ко}} / 4 = 2 \cdot 0,00044 / 4 = 0,00022 \text{ м}.$$

249. Толщина внешней изоляции (с учетом зазоров и пустот) на одну сторону

$$F(11); b_{\text{внеш ко}} = \{b_{\text{пко}} - [b_{\text{мко}} N'_{\text{зко}} + (N'_{\text{зко}} - 1) b'_{\text{из ко}}]\} / 2 =$$

$$= \{0,0115 - [0,00353 \cdot 2 + (2 - 1) 0,00044]\} / 2 = 0,002 \text{ м}.$$

250. Эффективная толщина пазовой изоляции на одну сторону

$$F(12); b_{\text{из ко}} = b_{\text{внут ко}} + b_{\text{внеш ко}} = 0,00022 + 0,002 = 0,00222 \text{ м}.$$

251. Удельная теплопроводность пазовой изоляции

$$F(13); \lambda_{\text{пав}} = \Delta_{\text{но}} / b_{\text{из ко}} = 0,13 / 0,00222 = 58,56 \text{ Вт}/(^{\circ}\text{C} \cdot \text{м}^2).$$

252. Толщина внешней изоляции на одну сторону в лобовой части

$$F(14); b'_{\text{внеш ко}} = b_{\text{внеш ко}} - \Delta_{\text{ко}} = 0,002 - 0,00075 = 0,00125 \text{ м}.$$

253. Эффективная толщина изоляции в лобовых частях

$$F(15); b'_{\text{из ко}} = b_{\text{внут ко}} + b'_{\text{внеш ко}} = 0,00022 + 0,00125 = 0,00147 \text{ м}.$$

254. Удельная теплопроводность лобовой изоляции

$$F(16); \lambda_{\text{лоб}} = \Delta_{\text{ко}} / b'_{\text{из ко}} = 0,13 / 0,00147 = 88,43 \text{ Вт}/(^{\circ}\text{C} \cdot \text{м}^2).$$

255. Превышение температуры меди компенсационной обмотки над окружающим воздухом:

$$F(17); \theta_{\text{мко}} = \frac{\Delta P_{\text{мко}} \left(1 + \frac{\alpha_a S_{\text{ст}}}{\lambda_{\text{пав}} S_{\text{пав}}}\right) + \Delta P_{\text{пул м}}}{\frac{\alpha_a \lambda_{\text{лоб}}}{\alpha_a + \lambda_{\text{лоб}}} S_{\text{лоб}} \left(1 + \frac{\alpha_a S_{\text{ст}}}{\lambda_{\text{пав}} S_{\text{пав}}}\right) + \alpha_a S_{\text{ст}}} + \theta_{\text{в}};$$

$$F(18); t_r = 1 + 0,004 (\theta_{\text{мко}} + 5);$$

$$\theta_{\text{мко}} = \frac{5433 t_r \left(1 + \frac{132,1 \cdot 0,595}{58,56 \cdot 1,447}\right) + 121}{\frac{132,1 \cdot 88,43}{132,1 + 88,43} 0,68 \left(1 + \frac{132,1 \cdot 0,595}{58,56 \cdot 1,447}\right) + 132,1 \cdot 0,595} +$$

$$+ 12,5^{\circ} = 70,7 t_r + 13,32;$$

$$t_r = 1 + 0,004 (\theta_{\text{мко}} + 5);$$

$$\theta_{\text{мко}} = 119^{\circ}\text{C}.$$

Тепловые расчеты обмоток главных и добавочных полюсов (см. § 11.3)

Главный полюс

256. Эквивалентная скорость охлаждающего воздуха

$$H(1); v_{\text{эп}} = 8Q \cdot 10^{-2} / (D_a^2 - D_i^2) = 8 \cdot 95 \cdot 10^{-2} / (0,66^2 - 0,315^2) = 22,6 \text{ м/с}.$$

257. Коэффициент теплоотдачи

$$H(2); \alpha_0 = 30 + 2,4 v_{\text{эп}} = 30 + 2,4 \cdot 22,6 = 84 \text{ Вт}/(^{\circ}\text{C} \cdot \text{м}^2).$$

258. Эквивалентная толщина внутренней изоляции

$$H(3); b_{\text{внут п}} = \omega_{\text{в}} b'_{\text{из в}} / 10 = 8 \cdot 0,0006 / 10 = 0,00048 \text{ м}.$$

259. Эффективная толщина изоляции на одну сторону

$$H(4); b_{\text{из п}} = b_{\text{внут п}} + b_{\text{внеш в}} = 0,00048 + 0,0015 = 0,00198 \text{ м}.$$

260. Удельная теплопроводность изоляции

$$H(5); \lambda_{\text{из п}} = \Delta_{\text{в}} / b_{\text{из п}} = 0,155 / 0,00198 = 78,3 \text{ Вт}/(^{\circ}\text{C} \cdot \text{м}^2).$$

261. Превышение температуры меди главных полюсов над температурой окружающего воздуха $\theta_{\text{мп}}$, $^{\circ}\text{C}$, определяем из системы уравнений:

$$\left\{ \begin{aligned} H(6); \theta_{\text{мп}} &= \left[I_{\text{ао}}^2 \beta_{\text{ном}}^2 \omega_{\text{в}} \left(\frac{\rho'_{\text{в}}}{\rho_{\text{в}}} + \frac{\alpha_0}{\lambda_{\text{из в}}} \right) t_r \right] / (57 q_{\text{в}} \alpha_0 \rho'_{\text{в}} K_{\text{под.в}}) + \theta_{\text{в}}; \\ H(7); t_r &= 1 + 0,004 (\theta_{\text{мп}} + 5); \end{aligned} \right.$$

$$\left\{ \begin{aligned} \theta_{\text{мп}} &= \left[840^2 \cdot 0,98^2 \cdot 8 \left(\frac{0,155}{0,186} + \frac{84}{78,3} \right) t_r \right] / (57 \cdot 191,6 \cdot 84 \cdot 0,155 \cdot 1) + 12,5^{\circ}; \\ t_r &= 1 + 0,004 (\theta_{\text{мп}} + 5); \\ \theta_{\text{мп}} &= 122^{\circ}\text{C}. \end{aligned} \right.$$

Добавочный полюс

262. Эквивалентная толщина внутренней изоляции

$$H(8); b_{\text{внут.д}} = \omega_{\text{д}} b'_{\text{из.д}} / 10 = 8 \cdot 0,0006 / 10 = 0,00048 \text{ м}.$$

263. Эффективная толщина изоляции на одну сторону

$$H(9); b_{из.д} = b_{внут.д} + b_{внеш.д} = 0,00048 + 0,0015 = 0,00198 \text{ м.}$$

264. Удельная теплопроводность изоляции

$$H(10); \lambda_{из.д} = \Delta_d / b_{из.д} = 0,155 / 0,00198 = 78,3 \text{ Вт/}^\circ\text{С}\cdot\text{м}^2.$$

265. Превышение температуры меди катушек добавочных полюсов над окружающим воздухом определяется из системы уравнений:

$$\begin{cases} H(11); \theta_{мд} = \left[I_{а\infty}^2 w_d \left(\frac{r'_d}{\rho_d} + \frac{\alpha_n}{\lambda_{из.д}} \right) t_r \right] / (57 q_d \alpha_n \rho'_d) + \theta_n; \\ H(12); t_r = 1 + 0,004 (\theta_{мд} + 5); \\ \theta_{мд} = \left[840^2 \cdot 8 \left(\frac{0,173}{0,229} + \frac{84}{78,3} \right) t_r \right] / (57 \cdot 155,08 \cdot 84 \cdot 0,173) + 12,5^\circ; \\ t_r = 1 + 0,004 (\theta_{мд} + 5), \\ \theta_{мд} = 139,2^\circ\text{С.} \end{cases}$$

К.п.д. в часовом режиме при 115 °С (см. § 10.3)

266. Потери в меди якоря

$$H(13); \Delta P_{м\alpha\alpha} = I_{а\alpha}^2 r_{а20^\circ} \cdot 1,38 = 900^2 \cdot 0,01291 \cdot 1,38 = 14\,430 \text{ Вт.}$$

267. Потери в меди обмотки возбуждения

$$H(14); \Delta P_{мв\alpha} = I_{а\alpha}^2 r_{в20^\circ} \cdot 1,38 = 900^2 \cdot 0,98 \cdot 0,0063 \cdot 1,38 = 6902 \text{ Вт.}$$

268. Потери в меди добавочных полюсов

$$H(15); \Delta P_{мд\alpha} = I_{а\alpha}^2 r_{д20^\circ} \cdot 1,38 = 900^2 \cdot 0,00527 \cdot 1,38 = 5890 \text{ Вт.}$$

269. Потери в меди компенсационной обмотки

$$H(16); \Delta P_{мк\alpha} = I_{а\alpha}^2 r_{к20^\circ} \cdot 1,38 = 900^2 \cdot 0,0077 \cdot 1,38 = 8610 \text{ Вт.}$$

270. Удельные потери в стали ярма якоря

$$H(17); p_{а\alpha} = [0,044/\alpha + 5,6 (\alpha/100)^2] B_a^2 = [0,044 \cdot 46 + 5,6 (46/100)^2] 1,217^2 = 4,75 \text{ Вт/кг.}$$

271. Удельные потери в стали участка зубцов якоря, без учета высоты под клин

$$H(18); p_{z\alpha} = [0,044/\alpha + 5,6 (\alpha/100)^2] \times B_{z1/3}^2 = [0,044 \cdot 46 + 5,6 (46/100)^2] 2,02^2 = 13,1 \text{ Вт/кг.}$$

272. Удельные потери в стали участка зубцов на высоте клина

$$H(19); p_{zk\alpha} = [0,044/\alpha + 5,6 (\alpha/100)^2] B_{zk1/3}^2 = [0,044 \cdot 46 + 5,6 (46/100)^2] 2,547^2 = 20,8 \text{ Вт/кг.}$$

273. Основные потери в стали машины при холостом ходе [см. формулу (III.7)]

$$H(20); \Delta P_{с\alpha} = K_{хх} (p_{а\alpha} m_a + p_{z\alpha} m_z + p_{zk\alpha} m_{zk}) 1,15 = 1,7 (4,75 \cdot 461 + 13,1 \cdot 90 + 20,8 \cdot 12,8) 1,15 = 7106 \text{ Вт.}$$

274. Добавочные потери при нагрузке

$$H(21); \Delta P_{доб} = 0,3 \Delta P_{с\alpha} = 0,3 \cdot 7106 = 2132 \text{ Вт.}$$

275. Переходные потери на коллекторе

$$H(22); \Delta P_{пер} = 2 I_{а\alpha} = 2 \cdot 900 = 1800 \text{ Вт.}$$

276. Потери на трение щеток

$$H(23); \Delta P_{тр} = I_{тр} v_k S_{щ} \rho_{м.уд} = 0,15 \cdot 25,05 \cdot 144 \cdot 10^{-4} \cdot 3,68 \cdot 10^4 = 1990 \text{ Вт.}$$

277. Механические потери в подшипниках

$$H(24); \Delta P_{подш} = 0,2 U I_{а\alpha} / 100 = 0,2 \cdot 950 \cdot 900 / 100 = 1710 \text{ Вт.}$$

278. Суммарные потери в двигателе

$$H(25); \Sigma \Delta P_{\alpha} = \Delta P_{м\alpha\alpha} + \Delta P_{мв\alpha} + \Delta P_{мд\alpha} + \Delta P_{мк\alpha} + \Delta P_{с\alpha} + \Delta P_{доб} + \Delta P_{пер} + \Delta P_{тр} + \Delta P_{подш} = 14\,430 + 6902 + 5890 + 8610 + 7106 + 2132 + 1800 + 1990 + 1710 = 50\,570 \text{ Вт.}$$

279. К. п. д. двигателя

$$H(26); \eta_d = (U I_{а\alpha} - \Sigma \Delta P_{\alpha}) / (U I_{а\alpha}) = (950 \cdot 900 - 50\,570) / (950 \cdot 900) = 0,94.$$

Технико-экономические показатели

280. Масса тягового двигателя

$$H(27); m_d = \frac{40\,000}{\sqrt{\rho}} D_a^2 I_a + 200 = \frac{40\,000}{\sqrt{3}} 0,66^2 \cdot 0,38 + 200 = 4020 \text{ кг.}$$

281. Производная масса машины

$$H(28); \varepsilon = m_d / M_{\omega}^{3/4} = 4020 / 7660,1^{3/4} = 4,91 \text{ кг/(Н}\cdot\text{м)}.$$

282. Коэффициент Балдина

$$H(29); \psi = \frac{P_{\infty}}{m_d} \frac{n_{\max}}{n_{\infty}} = \frac{750}{4020} \frac{2035}{935} = 0,406 \text{ кВт/кг.}$$

Проанализируем результаты расчета. Вначале определим, получены ли требуемые техническим заданием основные параметры (мощность, вращающий момент и т. д.), а затем перейдем к проверке выполнения технических ограничений, определяющих работоспособность и качество тягового двигателя. Ниже приведены пункты из примера расчета, в которых вычислены значения ограничений, и сделаны выводы о допустимости этих значений по условиям работоспособности машины:

п. 3. $n_{\max}$ не должно превышать значений, допустимых для подшипника выбранного типа по условиям его работоспособности в соответствии с табл. II.2. Обычно допустимо $n_{\max} \leq 2100$ об/мин. В нашем примере это условие выполнено;

п. 21. $e_{ср}$ не должно быть больше 17—19 В [см. формулу (V.18)]. Это условие выполнено;

п. 38. b_{z2} не должно быть меньше 7—8 мм, что выполнено;

п. 71. l_d — для обеспечения размещения якоря в ограниченном пространстве необходимо, чтобы значение l_d не превышало [см. формулу (V.30)]

$$l_d = L_a - (l_a + l_k + l_m + \Delta \delta);$$

п. 78. $v_{ко}$ не должно выходить за пределы $v_{ко} = 0,85 \div 1,15$. Наиболее целесообразно иметь $v_{ко} = 1$;

п. 79. $I_{Qко}$ не должно быть более 1800—2000 А [см. уравнение (V.82)]. Окончательно правильность выбора этого значения определяется при тепловом расчете компенсационной обмотки;

п. 80. Условие (V.83) $Z_{ко} \neq (0,9 \div 1,1) \frac{Z}{2\rho} \alpha_{\delta}$ в нашем примере выполнено;

пп. 93, 104, 111, 115, 120, 125. Магнитные индукции B_z 1/3, B_a , B_z ко, B_m , B_j ,

B_j' не должны превышать значений, рекомендуемых в § 18.5, 20.2 и 22.2. В нашем примере эти рекомендации выполнены;

п. 139. $\Delta\omega_\delta$ должно быть равно нулю или быть положительным числом (не более 0,5), так как целесообразно иметь запас по м.д.с. катушки главного полюса;

пп. 143, 144. $\xi_{\text{ши}}$, $\xi_{\text{тах}}$ не должны быть более 1,3—1,35, но желательно иметь $\xi_{\text{ши}} = \xi_{\text{тах}} = 1$, т. е. иметь неискаженное поле реакции якоря магнитное поле главных полюсов в воздушном зазоре машины;

п. 145. K_H должно быть равно или быть больше заданного значения в техническом задании на проектирование. В нашем примере требуется $K_H > 0,6$, получено $K_H = 0,66$, т. е. задание выполнено;

п. 151. $v_{H\text{тах}} = 55,4$ м/с, т. е. почти удовлетворяет ограничению $v_{H\text{тах}} \leq 50 \div 55$ м/с (см. § 17.3), и поэтому может быть допущено;

п. 153. $\rho_{\text{куд}} = 3,8 \cdot 10^4$ Вт/м², а значит, удовлетворяет ограничению (V.78);

п. 154. $l_H > 4$ мм, поэтому коллектор конструктивно выполним;

п. 158. Коэффициент полюсного перекрытия α_δ выбран правильно, так как выполнено ограничение (V.8);

пп. 160, 161. $e_{\text{м наб}}$ и $e_{\text{м сб}} < 33$ В, т. е. выполнено требование по обеспечению допустимых максимальных напряжений между пластинами коллектора (см. § 4.4). Отметим, что необходимо стремиться к равенству $e_{\text{м наб}} = e_{\text{м сб}}$;

пп. 162, 163. $\Delta e_{\text{м наб}}$; $\Delta e_{\text{м сб}}$ для обеспечения допустимых потенциальных условий на коллекторе должны быть меньше 70—80 В/см при толщине изоляции между пластинами коллектора 1—1,2 мм. В нашем примере это условие выполнено;

п. 164. $j_{\text{щ}} < 17 \cdot 10^4$ А/м² допустимо для щеток ЭГ-61А (см. § 19.1);

п. 185. $e_{\text{гч}} < 5,5$ В допустимо по условию безыскровой коммутации (см. § 21.1);

п. 186. $e_{\text{г тах}} < 8$ В, что допустимо по условию безыскровой коммутации;

п. 188. $e_{\text{г тах}} < 3 \div 3,2$ В, т. е. влияние поля главных полюсов на коммутацию находится в допустимых пределах (см. § 22.3);

п. 202. $\delta_j > 0$, т. е. число витков катушки добавочного полюса ω_d достаточное для создания требуемого коммутируемого магнитного потока Φ_H . Если $\delta_j < 0$, необходимо увеличить ω_d ;

п. 238. На пульсирующем токе $\theta_{\text{м}} \sim = 110 + 10 = 120$ °С (здесь 10 °С — увеличение превышения температуры обмотки якоря на пульсирующем токе). $\theta_{\text{м}} \sim < 140$ °С, т. е. превышение температуры меди обмотки якоря над окружающим воздухом допустимо для класса нагревостойкости изоляции F (см. с. 68);

п. 255. На пульсирующем токе $\theta_{\text{мко}} \sim = 119 + 10 = 129$ °С; $\theta_{\text{мко}} \sim < 155$ °С, т. е. превышение температуры меди компенсационной обмотки над окружающим воздухом допустимо для класса нагревостойкости изоляции F;

пп. 261, 265. На пульсирующем токе $\theta_{\text{мв}} \sim = 122 + 8 = 130$ °С; $\theta_{\text{мд}} \sim = 139,2 + 10 = 149,2$ °С, т. е. $\theta_{\text{мв}} \sim$ и $\theta_{\text{мд}} \sim < 155$ °С, что допустимо для класса нагревостойкости изоляции F;

п. 279. η_d необходимо сравнить с принятым ранее к. п. д. (см. исходные данные п. 3). Если полученное значение к. п. д. отличается более чем на 0,003—0,005, то необходимо выполнить расчет двигателя с уточненным к. п. д.

Так как в результате анализа выяснено, что тяговый двигатель удовлетворяет всем ограничениям, то необходимо перейти к расчету его электромеханических характеристик (см. § 27.3), а затем к расчету коммутации на пульсирующем токе.

§ 27.3. Пример расчета электромеханических характеристик

Ниже приведен пример расчета характеристик тягового двигателя последовательного возбуждения по данным § 27.1. Характеристики рассчитывают, используя универсальную магнитную характеристику, способом, изложенным в § 22.5. Алгоритм расчета характеристик предназначен как для «ручного» счета, так и по программе на ЭВМ (см.

Таблица VI.13. Исходные данные для расчета электромеханических характеристик

№ п/п	Параметр	Обозначение машинное	Значение параметра
1	Шифр типа возбуждения R: Ø — двигатель последовательного возбуждения;	R	0
2	1 — двигатель независимого возбуждения Шифр объема распечатки результатов IC: Ø — печатаются результаты расчета в полном объеме (с потерями); 1 — печатаются результаты расчета в сокращенном объеме (без потерь)	IC	0
3	Шифр печати промежуточных результатов JC: Ø — печатаются результаты каждого шага расчета; 2 — промежуточные результаты не печатаются;	JC	2
4	KMAS: KMAS=0 — расчет к. п. д. на оси производится с использованием значений к. п. д. зубчатой передачи, заложенных в программе ($\eta_z=0,975$ — в номинальном режиме); KMAS=1 — расчет к. п. д. осуществляется с использованием значений к. п. д. зубчатой передачи, задаваемых в исходных данных	KMAS	0
5	Передаточное отношение зубчатой передачи μ	IZP	4,19
6	Напряжение на выводах тягового двигателя U, В	U	950
7	Ток якоря в номинальном режиме $I_{\text{а ном}}$, А	IAN	900
8	Частота вращения якоря в номинальном режиме $n_{\text{ном}}$, об/мин	EN	920
9—28	Коэффициент возбуждения β при последовательном возбуждении или ток возбуждения I_β при независимом возбуждении ¹	BETTA	0,98; 0,7; 0,5; 0,4
29	Номинальный магнитный поток Φ , Вб	MPH	0,0847
30	М. д. с. обмотки возбуждения при номинальном токе F_β , А	FMI	7056
31	Число витков катушки главных полюсов ω_δ	WW	8
32	Коэффициент насыщения двигателя в номинальном режиме K_H	KH	1,66
33	Число пар параллельных ветвей a	A	3
34	Число пар полюсов p	P	3
35	Число коллекторных пластин на паз u_H	UK	3
36	Число пазов якоря Z	ZA	117
37	Сопротивление ² обмотки якоря r_a , Ом	RA	0,0178
38	Сопротивление ² обмоток добавочных полюсов r_δ , Ом	RD	0,00737

№ п/п	Параметр	Обозначение машинное	Значение параметра
39	Сопротивление ² компенсационной обмотки $r_{ко}$, Ом	RKO	0,01063
40	Сопротивление обмоток главных полюсов $r_{п}$, Ом	RM	0,00869
41	Диаметр ведущего колеса (среднеизношенный) $D'_{вк}$, м	DVK	1,2
42	Удвоенное сечение ярма сердечника якоря $S_{я}$, м ²	SA	0,0696
43	Площадь сечения зубцов якоря на высоте 1/2 от основания (без клина) $S_{z1/2}$	SZ1	0,04193
44	Площадь сечения зубцов якоря на участке, занятом клином, на 1/2 от основания $S_{zk1/2}$, м ²	SZK1	0,03325
45	Коэффициент удельных потерь в стали якоря $K_{ж}$	KIII	1,7
46	Масса стали ярма сердечника якоря $m_{я}$, кг	GA	461
47	Масса стали зубцов якоря без высоты клина m_1 , кг	GZ1	90
48	Масса стали зубцов якоря на участке, занятом клином, $m_{ж1}$, кг	GZK1	12,8
49	Потери на трение щеток о коллектор в номинальном режиме $\Delta P_{тщ}$, Вт	PTS	1990
50	Потери на трение в подшипниках в номинальном режиме $\Delta P_{подш}$, Вт	PP	1710
51	Число последовательно соединенных двигателей m_2	M2	1
52	Число ненулевых значений коэффициента возбуждения или токов возбуждения KK	KK	4

¹ Задается 20 значений $\beta(I_a)$. Если число рассчитываемых значений $\beta(I_a)$ меньше 20, то оставшиеся значения приравниваются к нулю.
² При температуре 115 °С в соответствии с ГОСТ 2582—81.

приложение 3), поэтому отдельно выписаны исходные данные (табл. VI.13) и расчетные формулы в логическом порядке расчета — алгоритм.

По предлагаемому алгоритму могут быть рассчитаны тяговые двигатели последовательного и независимого возбуждения, с компенсационной обмоткой и без нее.

Расчет характеристик в соответствии с ГОСТ 2582—81 ведется при температуре обмоток 115 °С. При этом сопротивление обмотки, Ом,

$$r_{115^\circ} = r_{20^\circ} t_r,$$

где r_{20° — сопротивление обмотки при 20 °С;

t_r — температурный коэффициент увеличения сопротивления при ожидаемой температуре t_H : $t_r = 1 + \alpha_t (t_H - 20) = 1 + 0,004 (t_H - 20)$; для меди $\alpha_t = 0,004$; при 115 °С $t_r = 1 + 0,004 (115 - 20) = 1,38$.

Сопротивление обмотки якоря при 115 °С, Ом,

$$r_a = r_{a20^\circ} t_r = 0,01291 \cdot 1,38 = 0,0178.$$

Таким же образом пересчитывают сопротивления других обмоток.

Коэффициент для вычисления добавочных потерь K_d принимают по рис. 111.1 в зависимости от $K_I = I_a / I_{a \text{ ном}}$. Зависимость к. п. д. зубчатой передачи $\eta_z(K_I)$ приведена на рис. VI.18.

В приведенных ниже расчетных формулах впереди обычного обозначения вычисляемого параметра в скобках указано его условное машинное обозначение.

Расчетные формулы

1. По рис. V.32 при заданном K_H :

$$F_{вотн} = f(K_H) \text{ и } \Phi_{отн} = f_1(K_H).$$

2. Масштаб

$$(MF); m_F' = F_{вотн} / F_B.$$

3. Масштаб

$$(MMP); m_\Phi = \Phi / \Phi_{отн}.$$

4. Выбор значения из последовательности величин:

если последовательное возбуждение (П), то (BET); $\{\beta\} = \beta_1;$
 $\beta_2; \dots; \beta_{ном}; \dots$ (до 20 значений по программе);

если независимое возбуждение (Н), то (IB1); $\{I_H\} = I_{H1}; I_{H2}; \dots;$
 $I_{H \text{ ном}}; \dots$ (до 20 значений по программе).

5. Для каждого значения β и I_H сделать расчет при изменении K_I от 0,25 до 1,75, разбив этот отрезок равномерно.

6. Ток якоря, А,

$$(IA); I_a = K_I I_{a \text{ ном}}.$$

7. Падение напряжения (ΔU) в цепи двигателя, В, (DELU1);

$$\Delta U' = I_a (r_a + r_d + r_{ко}) : 2;$$

если П, то (DELU); $\Delta U = \Delta U' + I_a \beta r_v$;

если Н, то (DELU); $\Delta U = \Delta U'$.

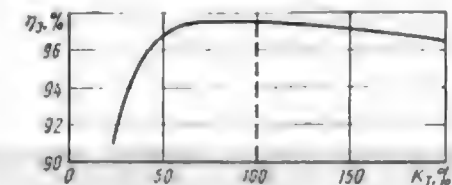


Рис. VI.18. К. п. д. зубчатой передачи в зависимости от K_I

8. М. д. с. двигателя, А:

если П, то (FM); $F_B = I_a \omega_B \beta$;

если Н, то (FM); $F_B = I_B \omega_B$.

9. М. д. с. двигателя в относительных единицах

$$(FOI); F_{отн} = m_F' F_B.$$

10. По рис. (V.32)

$$(MPO4); \Phi_{o,e} = f(F_{o,e}).$$

11. Магнитный поток двигателя

$$(MP3); \Phi = m_{\Phi} \Phi_{o,e}.$$

12. Частота вращения якоря, об/мин,

$$(N1); n = [(U - \Delta U) 60 a] / (2 \pi m Z \Phi).$$

13. Скорость движения электроваза, км/ч,

$$(VE); v = n D'_{\text{як}} 10^{-3} / (5,3 \mu).$$

14. Потери омические в меди обмоток двигателя, Вт:

$$(PM1); \Delta P'_M = I_a^2 (r_a + r_d + r_{\text{ко}});$$

если П, то (PM); $\Delta P_M = \Delta P'_M + I_a^2 \beta r_B$;

если Н, то (PM); $\Delta P_M = \Delta P'_M + I_B^2 r_B$.

15. Механические потери на коллекторе и в подшипниках, Вт,

$$(PMEX); \Delta P_{\text{мех}} = (\Delta P_{\text{тщ}} + \Delta P_{\text{подш}}) n / n_{\text{ном}}.$$

16. Переходные потери в щеточном контакте, Вт,

$$(PKN); \Delta P_{\text{пер}} = 2 I_a.$$

17. Частота перемагничивания, Гц,

$$(CH); f = p n / 60.$$

18. Магнитная индукция в ярме якоря, Тл,

$$(BA); B_a = \Phi / S_a.$$

Магнитная индукция на участке зубцов якоря, без учета высоты под клин (на высоте $\frac{1}{3}$ от основания зубца), Тл,

$$(BZ1); B_{z1/3} = \Phi / S_{z1/3}.$$

Магнитная индукция на участке в зубце якоря, занятом клином (на высоте $\frac{1}{3}$ от основания участка), Тл

$$(BZK1); B_{zk1/3} = \Phi / S_{zk1/3}.$$

19. Удельные потери в стали ярма якоря, Вт/кг,

$$(PA); p_a = (0,044f + 0,00056f^2) B_a^2.$$

Удельные потери в стали зубцов якоря, Вт/кг:

$$(PZ1); p_z = (0,044f + 0,00056f^2) B_{z1/3}^2;$$

$$(PZK1); p_{zk} = (0,044f + 0,00056f^2) B_{zk1/3}^2.$$

20. Потери в стали машины ΔP_c , Вт,

$$(PC); \Delta P_c = K_{xx} (p_a m_a + p_z m_z + p_{zk} m_{zk}) 1,15.$$

21. Добавочные потери, Вт,

$$(PDO); \Delta P_{\text{доб}} = K_d \Delta P_c.$$

22. Суммарные потери в двигателе, Вт,

$$(SIGP); \Sigma \Delta P = \Delta P_M + \Delta P_c + \Delta P_{\text{доб}} + \Delta P_{\text{пер}} + \Delta P_{\text{мех}}.$$

23. Коэффициент полезного действия на валу двигателя:

$$\text{если П, то (TD); } \eta_d = 1 - \Sigma \Delta P / (U I_a);$$

$$\text{если Н, то (TD); } \eta_d = 1 - \Sigma \Delta P / (U I_a + I_B^2 r_B).$$

24. Коэффициент полезного действия зубчатой передачи η_z определяют по кривой на рис. VI.18.

25. Коэффициент полезного действия на оси колесной пары (TOSI); $\eta_o = \eta_d \eta_z$.

Рис. VI.19. Электромеханические характеристики тягового двигателя

Таблица VI.14. Результаты расчета характеристик (при полном возбуждении— $\beta_{\text{ном}} = 0,98$)

I_a, A	$I_a / I_{a \text{ ном}}$	$n, \text{об./мин}$	$v, \text{км/ч}$	η_d	η_o	$M, \text{Н} \cdot \text{м}$	$F_a, \text{Н}$
225	0,25	2280	123,1	0,918	0,84	821	5250
450	0,5	1260	68	0,948	0,918	3071	20777
675	0,75	1023	55	0,947	0,923	5670	38740
900	1	917	49,5	0,94	0,917	8370	57020
1125	1,25	843	45,6	0,933	0,908	11296	76612
1350	1,5	791	42,8	0,924	0,896	14307	96655
1575	1,75	749	40,5	0,914	0,884	17437	117572

Окончание табл. VI.14

$f, \text{Гц}$	$p_z, \text{Вт/кг}$	$p_{zk}, \text{Вт/кг}$	$p_a, \text{Вт/кг}$	$\Delta P_c, \text{Вт}$	$\Delta P_{\text{доб}}, \text{Вт}$	$\Delta P_M, \text{Вт}$	$\Delta P_{\text{пер}}, \text{Вт}$	$\Delta P_{\text{мех}}, \text{Вт}$	$\Sigma \Delta P, \text{Вт}$
114	8,6	13,8	3,1	4694	1032	2237	450	9166	17580
63	11,3	17,9	4,1	6113	1382	8948	900	5066	22409
51	12,4	19,7	4,5	6750	1688	20132	1350	4115	34035
45	13,0	20,7	4,7	7071	2121	35832	1800	3686	50510
42	13,4	21,4	4,9	7298	2700	55923	2250	3390	71560
40	13,7	21,8	5,0	7440	3348	80529	2700	3183	97200
37	13,9	22,1	5,0	7551	4304	109609	3150	3011	127625

26. Сила тяги одной оси, Н:
если П, то (FOSI); $F = 3,6 U I_a \eta_o / v$;
если Н, то (FOSI); $F = 3,6 (U I_a + I_a^2 r_v) \eta_o / v$.
27. Момент на валу двигателя, Н · м:
если П, то (MI); $M = 9,55 U I_a \eta_d / n$;
если Н, то (MI); $M = 9,55 (U I_a + I_a^2 r_v) \eta_d / n$.

Результаты расчета сведены в табл. VI.14 и представлены на рис. VI.19.

§ 27.4. Пример расчета коммутации переменной составляющей тока

Полный алгоритм, учитывающий большинство конструктивных исполнений тяговых двигателей, приведен в § 25.1. Здесь дан пример расчета ТД последовательного возбуждения с компенсационной обмоткой, массивным остовом и сердечниками добавочных полюсов, исходные данные которого отличаются от приведенных в § 27.1.

Исходные данные. Токи обмотки якоря в номинальном и расчетном режимах соответственно $I_{a \text{ ном}} = 910$ А; $I_a = 535$ А. Коэффициент пульсации тока $K_{II} = 0,3$;

Частота вращения в номинальном и расчетном режимах соответственно $n_{\text{ном}} = 915$ об/мин; $n = 2040$ об/мин.

Реактивная э. д. с. в номинальном режиме $e_{r \text{ ном}} = 5,5$ В. Коэффициент возбуждения в номинальном и расчетном режимах соответственно $\beta_{\text{ном}} = 0,98$; $\beta = 0,43$.

Постоянные составляющие индукции в номинальном режиме и площади сечений участков магнитопровода: $B_{a \text{ ном}} = 1,313$ Тл; $B_{z1/3 \text{ ном}} = 2,07$ Тл; $B_{z \text{ коном}} = 1,682$ Тл; $B_{m \text{ ном}} = 1,331$ Тл; $B_j \text{ ном} = 1,414$ Тл; $S_a = 0,03375$ м²; $S_{z1/3} = 0,0428$ м²; $S_{z \text{ ко}} = 0,0553$ м²; $S_m = 0,0832$ м².

Числа пар полюсов двигателя и пар параллельных ветвей обмотки якоря соответственно $p = 3$; $a = 3$.

Число витков секции якоря $w_c = 1$.

Диаметр и длина сердечника якоря $D_a = 0,66$ м; $l_a = 0,385$ м.

Число проводников якоря $N = 696$.

Высота паза якоря $h_z = 0,0422$ м.

Длина магнитной силовой линии в спинке якоря $L_a = 0,14$ м.

Полюсное деление $\tau = 0,345$ м.

Расчетный коэффициент магнитного перекрытия $\alpha_f = 0,67$.

Воздушный зазор между якорем и главным полюсом $\delta_{\text{эф}} = 0,005$ м.

Коэффициент воздушного зазора между якорем и главным полюсом $K_{\delta} = 1,37$.

Число витков обмотки возбуждения и ее сопротивление при рабочей температуре $w_b = 11$; $r_b = 0,012$ Ом.

Ширина, длина и высота сердечника главного полюса $b_m = 0,22$ м; $l_m = 0,4$ м; $h_{mm} = 0,075$ м.

Ширина и толщина верхнего пояса башмака главного полюса $b_{\phi} = 0,283$ м; $h_{\phi} = 0,019$ м.

Число витков и пазов компенсационной обмотки на полюс и размеры ее пазов $w_{\text{ко}} = 7$; $Z_{\text{ко}} = 8$; $b_{\text{пко}} = 0,0115$ м; $h_{\text{пко}} = 0,045$ м.

Число витков, длина и ширина наконечника, длина сердечника добавочного полюса $w_d = 5$; $l_d = 0,38$ м; $b_d = 0,014$ м; $l_{md} = 0,38$ м.

Ширина сердечника, ширина стержня, высота сердечника, коэффициент заполнения сталью сердечника добавочного полюса $b_{md} = 0,036$ м; $b_{ст} = 0$; $h_d = 0,112$ м; $K_{сд} = 1,0$.

Воздушный зазор и коэффициент воздушного зазора между якорем и сердечником добавочного полюса $\delta_d = 0,006$ м; $K_{\delta d} = 1,136$.

Коэффициент, учитывающий возможное увеличение воздушного зазора под добавочным полюсом вследствие производственных допусков, $K' = 1,038$; ориентировочно $K' = 1 + 2,3 \cdot 10^{-4} / \delta_d$.

Ширина зоны коммутации $b_{\text{ак}} = 0,0615$ м.

Коэффициент ξ учитывает боковое рассеяние сердечника добавочного полюса; $\xi = 1$, если катушка намотана на широкое ребро; $\xi = 0,8$ при намотке на узкое ребро.

Толщина немагнитной неметаллической и немагнитной металлической прокладок между сердечником дополнительного полюса и остовом $\delta_{\text{пр.н}} = 0$; $\delta_{\text{пр.м}} = 0,004$ м.

Длина немагнитной металлической прокладки $l_{\text{пр.м}} = 0,38$ м.

Для прокладки из алюминия $\lambda = 34,5 \cdot 10^6$ См/м.

Отношение индуктивности индуктивного шунта к индуктивности обмотки возбуждения (расчет ведется для двух вариантов): $\Delta_1 = 0,8$; $\Delta_2 = 1,5$.

Коэффициент увеличения магнитного сопротивления воздушного зазора из-за вихревых токов $\theta = 1,25$.

Величины $A = 0,128$ м; $A' = 0,222$ м; $A_{\text{ш}} = 0$; $A'_{\text{ш}} = 0$ (см. рис. VI.4).

Длина и толщина шихтованной части остова $l_{\text{ш}} = 0$; $b_{\text{ш}} = 0$.

Коэффициент заполнения остова сталью $K_{\text{со}} = 1,0$.

Коэффициент рассеяния переменной составляющей главного потока $\sigma_{\sim} = 1,2 e^{j \cdot 5^\circ} = 1,195 + j \cdot 0,105$.

Магнитная проводимость потока рассеяния между добавочным и главным полюсами (определяется при расчете коммутации) $\lambda_{\sigma \text{р}} = 0,432 \cdot 10^{-6}$ Гн.

Магнитная проводимость потока рассеяния между добавочным полюсом и остовом (определяется при расчете коммутации) $\lambda_{\sigma \text{ро}} = 0$.

Коэффициент увеличения магнитного сопротивления из-за некачественной шихтовки $K_a = 1,3 e^{j \cdot 20^\circ} = 1,222 + j \cdot 0,445$; $K_{\text{гп}} = K_{\text{дп}} = K_{\phi} = 0$; при идеальной шихтовке принимают $K_a = 1$, при некачественной шихтовке и протяжке пазов — $1,3 e^{j \cdot 20^\circ}$, для массивных участков — 0.

Расчет

1. Отношение номинальной частоты вращения к частоте вращения в расчетном режиме

$$K_r = n_{\text{ном}} / n = 916 / 2040 = 0,449.$$

2. Постоянные составляющие индукции в расчетном режиме в спинке якоря

$$B_a = B_{a \text{ ном}} K_r = 1,313 \cdot 0,449 = 0,589 \text{ Тл};$$

на уровне $1/3$ высоты зубца якоря

$$B_{z1/3} = B_{z1/3 \text{ ном}} K_r = 2,07 \cdot 0,449 = 0,929 \text{ Тл};$$

в зубцовой зоне компенсационной обмотки

$$B_{z \text{ ко}} = B_{z \text{ коном}} K_r = 1,682 \cdot 0,449 = 0,75 \text{ Тл};$$

в сердечнике главного полюса

$$B_m = B_{m \text{ ном}} K_r = 1,331 \cdot 0,449 = 0,598 \text{ Тл};$$

в верхнем поясе башмака главного полюса

$$B_{\phi} = B_m b_m / b_{\phi} = 0,598 \cdot 0,22 / 0,283 = 0,464 \text{ Тл};$$

в остове

$$B_j = B_j \text{ ном} K_r = 1,414 \cdot 0,449 = 0,635 \text{ Тл}.$$

3. Окружная скорость якоря

$$v_a = \pi D_a n / 60 = \pi \cdot 0,66 \cdot 2040 / 60 = 70,5 \text{ м/с}.$$

4. Постоянная составляющая реактивной э.д.с.

$$e_{r-} = e_{r- \text{ ном}} \frac{I_{a-}}{I_{a \text{ ном}}} \frac{n}{n_{\text{ном}}} = 5,5 \frac{535}{910} \frac{2940}{915} = 7,2 \text{ В.}$$

5. Средняя индукция под добавочным полюсом

$$B_K = e_{r-} / (2l_d v_a) = 7,2 / (2 \cdot 0,38 \cdot 70,5) = 0,135 \text{ Тл.}$$

6. Полезный коммутирующий поток добавочного полюса

$$\Phi_K = B_K l_d (b_d + 2\delta_d) = 0,135 \cdot 0,38 (0,014 + 2 \cdot 0,006) = 0,00133 \text{ Вб.}$$

7. Магнитное напряжение первого воздушного зазора

$$F_{\delta d} = \frac{1}{\mu_a} B_K \delta_d K_{\delta d} K' = \frac{1}{0,4\pi \cdot 10^{-6}} 0,135 \cdot 0,006 \cdot 1,136 \cdot 1,038 = 757 \text{ А.}$$

8. Приведенное число витков обмотки якоря

$$\omega_a^* = \frac{N}{8ap} \left(1 - \frac{b_{\text{ан}}}{2\tau}\right) = \frac{696}{8 \cdot 3 \cdot 3} \left(1 - \frac{0,0615}{2 \cdot 0,345}\right) = 8,8.$$

9. Поток рассеяния добавочного полюса

$$\Phi_{\text{до}} = [(\omega_a^* - \omega_{\text{ан}}) I_{a-} + F_{\delta d}] (\lambda_{\sigma p} + \lambda_{\sigma \text{pn}}) = [(8,8 - 7) 535 + 757] (0,432 \cdot 10^{-6} + 0) = 0,00074445 \text{ Вб.}$$

10. Суммарный магнитный поток в сердечнике добавочного полюса

$$\Phi_{\text{мд}} = \Phi_K + 0,82\Phi_{\text{до}} = 0,00133 + 0,82 \cdot 0,00074445 = 0,00194 \text{ Вб.}$$

11. Постоянная составляющая магнитной индукции в сердечнике добавочного полюса

$$B_{\text{мд}} = \Phi_{\text{мд}} / (l_{\text{мд}} b_{\text{мд}} K_{\text{сд}}) = 0,00194 / (0,38 \cdot 0,036 \cdot 1,0) = 0,1418 \text{ Тл.}$$

12. Магнитное сопротивление остова:

$$C = f(B_j) = 4\,134\,000 \text{ — по табл. VI. 2;}$$

$$\Psi = f(B_j) = 0,942 \text{ рад — по табл. VI. 3;}$$

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi A}{l_m + b_m}\right) C e^{j\Psi} = \frac{1}{2\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot 0,128}{0,4 + 0,22}\right) \times \\ \times 4\,134\,000 e^{j \cdot 0,942} = 193\,344,4 + j \cdot 266\,115,8 \text{ А/Вб.}$$

13. Магнитное сопротивление главного полюса (полюс из нелакированной стали):

сердечника

$$C = f(B_m) = 4\,097\,000 \text{ — по табл. VI. 2;}$$

$$\Psi = f(B_m) = 0,942 \text{ рад — по табл. VI. 3;}$$

$$Z_{mm} = 0,35C \frac{h_{mm}}{2(l_m + b_m)} e^{j\Psi} = 0,35 \cdot 4\,097\,000 \frac{0,075}{2(0,4 + 0,22)} e^{j \cdot 0,942} = \\ = 50\,968,0 + j \cdot 70\,174,6 \text{ А/Вб;}$$

зубцовой зоны компенсационной обмотки

$$C = f(B_{\text{кно}}) = 4\,310\,000 \text{ — по табл. VI. 2;}$$

$$\Psi = f(B_{\text{кно}}) = 0,938 \text{ рад — по табл. VI. 3;}$$

$$Z_{mz} = 0,35C \frac{h_{\text{кно}}}{2(\tau \alpha_j - Z_{\text{кно}} b_{\text{кно}} + l_m)} e^{j\Psi} = 0,35 \cdot 4\,310\,000 \times$$

$$\times \frac{0,045}{2(0,345 \cdot 0,67 - 8 \cdot 0,0115 + 0,4)} e^{j \cdot 0,938} = 37\,234,6 + j \cdot 50\,740,4 \text{ А/Вб.}$$

14. Магнитное сопротивление воздушного зазора между якорем и главным полюсом

$$R_{\delta \text{гп}} = \theta \frac{2\delta_{\text{гп}} K_{\delta}}{\mu_0 (l_a + l_m) \tau \alpha_j} = 1,25 \frac{2 \cdot 0,005 \cdot 1,37}{0,4\pi \cdot 10^{-6} (0,385 + 0,4) 0,345 \cdot 0,67} = \\ = 75\,103 \text{ А/Вб.}$$

15. Магнитное сопротивление зубцового слоя якоря:

$$\mu'_n = f(B_{z1/3}) = 0,000358 \text{ Гн/м — по табл. VI. 4;}$$

$$\Psi = f(B_{z1/3}) = 0,2244 \text{ рад — по табл. VI. 5;}$$

$$\mu_n = \mu'_n e^{-j\Psi} = 0,000358 e^{-j \cdot 0,2244} \text{ Гн/м;}$$

$$Z_{za} = K_a \frac{h_z}{\mu_n S_{z1/3}} = (1,222 + j \cdot 0,445) \frac{0,0422}{0,000358 e^{-j \cdot 0,2244} \cdot 0,0428} = \\ = 3008,3 + j \cdot 1943,0 \text{ А/Вб.}$$

16. Магнитное сопротивление спинки якоря:

$$\mu'_n = f(B_a) = 0,000483 \text{ Гн/м — по табл. VI. 4;}$$

$$\Psi = f(B_a) = 0,253 \text{ рад — по табл. VI. 5;}$$

$$\mu_n = \mu'_n e^{-j\Psi} = 0,000483 e^{-j \cdot 0,253} \text{ Гн/м;}$$

$$Z_a = K_a \frac{L_a}{2\mu_n S_a} = (1,222 + j \cdot 0,445) \frac{0,14}{2 \cdot 0,000483 e^{-j \cdot 0,253} \cdot 0,03375} = \\ = 4602 + j \cdot 3165 \text{ А/Вб.}$$

17. Полное магнитное сопротивление цепи переменной составляющей потока главных полюсов

$$Z = Z_0 + \sigma_+ (Z_{mm} + Z_{mz}) + R_{\delta \text{гп}} + Z_{za} + Z_a = 193\,344,4 + j \cdot 266\,115,8 + \\ + (1,195 + j \cdot 0,105) (50\,968 + j \cdot 70\,174,6 + 37\,234,6 + j \cdot 50\,740,4) + 75\,103 + \\ + 3008,3 + j \cdot 1943 + 4602 + j \cdot 3165 = 368\,851 + j \cdot 424\,995 \text{ А/Вб.}$$

18. Полное электрическое сопротивление для переменной составляющей тока возбуждения обмотки главных полюсов

$$Z_n = Z_a + r_n \frac{j \cdot 2\pi / \omega_n^2 \cdot 2p}{Z} + r_n = \frac{j \cdot 2\pi \cdot 100 \cdot 11^2 \cdot 2 \cdot 3}{368\,851 + j \cdot 424\,995} + \\ + 0,012 = 0,624 + j \cdot 0,531 \text{ Ом.}$$

19. Индуктивное сопротивление обмотки возбуждения

$$X_{L(n)} = \text{Im}(Z_n) = 0,531 \text{ Ом.}$$

20. Отношение индуктивности индуктивного шунта к индуктивности обмотки возбуждения (для двух вариантов):

$$\Delta_1 = 0,8; \Delta_2 = 1,5.$$

21. Индуктивное сопротивление регулируемой шунтирующей цепи:

$$X_{L(ш)} = \Delta_1 X_{L(в)} = 0,8 \cdot 0,531 = 0,425 \text{ Ом};$$

$$X_{L(ш)} = \Delta_2 X_{L(в)} = 1,5 \cdot 0,531 = 0,7965 \text{ Ом}.$$

22. Полное сопротивление всей шунтирующей цепи:

сопротивление резистора постоянного шунтирования при $\beta_{ном}$

$$R_{ш1} = \beta_{ном} r_{в} / (1 - \beta_{ном}) = 0,98 \cdot 0,012 / (1 - 0,98) = 0,588 \text{ Ом};$$

эквивалентное активное сопротивление всей шунтирующей цепи при расчетном коэффициенте возбуждения

$$R_{ш} = \beta r_{в} / (1 - \beta) = 0,43 \cdot 0,012 / (1 - 0,43) = 0,009 \text{ Ом};$$

активное сопротивление регулируемой шунтирующей цепи

$$R_{ш2} = R_{ш1} R_{ш1} / (R_{ш1} - R_{ш}) = 0,009 \cdot 0,588 / (0,588 - 0,009) = 0,00919 \text{ Ом};$$

полное сопротивление регулируемой шунтирующей цепи

$$Z_{ш2} = R_{ш2} + jX_{L(ш)};$$

$$Z_{ш2} = 0,00919 + j \cdot 0,425 \text{ Ом}; Z_{ш2} = 0,00919 + j \cdot 0,7965 \text{ Ом};$$

полное сопротивление всей шунтирующей цепи

$$Z_{ш} = Z_{ш2} R_{ш1} / (Z_{ш2} + R_{ш1});$$

$$Z_{ш} = (0,00919 + j \cdot 0,425) 0,588 / (0,00919 + j \cdot 0,425 + 0,588) = 0,204 + j \cdot 0,273 \text{ Ом};$$

$$Z_{ш} = (0,00919 + j \cdot 0,7965) 0,588 / (0,00919 + j \cdot 0,7965 + 0,588) = 0,38 + j \cdot 0,278 \text{ Ом}.$$

23. Переменная составляющая тока якоря

$$i_{a\sim} = K_{п} I_{a-} = 0,3 \cdot 535 = 160,5 \text{ А}.$$

24. Переменная составляющая тока возбуждения

$$i_{в} = i_{a\sim} Z_{ш} / (Z_{в} + Z_{ш});$$

$$i_{в\sim} = 160,5 (0,204 + j \cdot 0,273) / (0,624 + j \cdot 0,531 + 0,204 + j \cdot 0,273) = 46,8 + j \cdot 7,5 \text{ А};$$

$$i_{в\sim} = 160,5 \frac{0,38 + j \cdot 0,278}{0,624 + j \cdot 0,531 + 0,38 + j \cdot 0,278} = 58,5 - j \cdot 2,7 \text{ А}.$$

25. Переменная составляющая м. д. с. возбуждения главных полюсов

$$\dot{F}_{в\sim} = i_{в\sim} \omega_{в};$$

$$\dot{F}_{в\sim} = (46,8 + j \cdot 7,5) 11 = 515 + j \cdot 82,8 \text{ А};$$

$$\dot{F}_{в\sim} = (58,5 - j \cdot 2,7) 11 = 644 - j \cdot 30 \text{ А}.$$

26. Переменная составляющая потока главных полюсов

$$\dot{\Phi}_{в\sim} = \dot{F}_{в\sim} / Z;$$

$$\dot{\Phi}_{в\sim} = \frac{515 + j \cdot 82,8}{368 851 + j \cdot 424 995} = 0,000711 - j \cdot 0,000595 \text{ Вб};$$

$$\dot{\Phi}_{в\sim} = \frac{644 - j \cdot 30}{368 851 + j \cdot 424 995} = 0,000709 - j \cdot 0,0009 \text{ Вб}.$$

27. Магнитное сопротивление остова переменной составляющей коммутирующего потока:

$$C = f(B_f) = 4 134 220 \text{ — по табл. VI. 2};$$

$$\psi = f(B_f) = 0,942 \text{ рад — по табл. VI. 3};$$

$$Z_{ок} = \frac{1}{2\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi A'}{l_{мд} + b_{мд}} \right) C e^{j\psi} = \frac{1}{2\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi \cdot 0,222}{0,38 + 0,036} \right) \times \\ \times 4 134 220 e^{j \cdot 0,942} = 380 764 + j \cdot 524 077 \text{ А/Вб}.$$

28. Магнитное сопротивление сердечника добавочного полюса:

$$C = f(B_{мд}) = 3 900 000 \text{ — по табл. VI. 2};$$

$$\psi = f(B_{мд}) = 0,960 \text{ рад — по табл. VI. 3};$$

$$Z_{д} = \xi C \frac{h_{д}}{2(l_{мд} + b_{мд})} e^{j\psi} = 1 \cdot 3 900 000 \frac{0,112}{2(0,38 + 0,036)} e^{j \cdot 0,96} = \\ = 301 128 + j \cdot 430 055 \text{ А/Вб}.$$

29. Магнитное сопротивление воздушного зазора между якорем и наконечником добавочного полюса

$$R_{бд} = \frac{\delta_{д} K_{бд}}{\mu_0 (b_{д} - 2\delta_{д}) (l_{мд} + 2\delta_{д})} = \frac{0,006 \cdot 1,136}{0,4\pi \cdot 10^{-6} (0,014 + 2 \cdot 0,006) (0,38 + 2 \cdot 0,006)} = \\ = 532 182 \text{ А/Вб}.$$

30. Магнитное сопротивление «второго» зазора:

магнитное сопротивление для бокового потока

$$Z'_f = 28,3 \cdot 10^4 / (l_{мд} + b_{мд}) = 28,3 \cdot 10^4 / (0,38 + 0,036) = 680 288 \text{ А/Вб};$$

магнитное сопротивление немагнитной прокладки

$$Z''_f = \frac{\delta_{пр.м}}{2\mu_0 l_{пр.м}} \sqrt{2\pi/\lambda\mu_0} \cdot e^{j\pi/4} = \frac{0,004}{2 \cdot 0,4\pi \cdot 10^{-6} \cdot 0,38} \times \\ \times \sqrt{2\pi \cdot 100 \cdot 34,5 \cdot 10^6 \cdot 0,4\pi \cdot 10^{-6}} e^{j \cdot 0,785} = 488 794 + j \cdot 488 794 \text{ А/Вб};$$

полное магнитное сопротивление «второго» зазора

$$Z_f = \frac{Z'_f Z''_f}{Z'_f + Z''_f} = \frac{680 288 (488 794 + j \cdot 488 794)}{680 288 + 488 794 + j \cdot 488 794} = 343 317 + j \cdot 140 882 \text{ А/Вб}.$$

31. Магнитное сопротивление рассеяния на башмак и сердечник главного полюса

$$Z_{р} = 1/\lambda_{\sigma p} = 1/(0,432 \cdot 10^{-6}) = 2 314 815 \text{ А/Вб}.$$

32. Магнитное сопротивление верхнего пояса башмака главного полюса:

$$C = f(B_6) = 3 964 093 \text{ — по табл. VI. 2};$$

$$\psi = f(B_6) = 0,952 \text{ рад — по табл. VI. 3};$$

$$Z_6 = 0,35C \frac{b_6}{4(l_m + h_6)} e^{j\psi} = 0,35 \cdot 3 964 093 \frac{0,283}{4(0,4 + 0,019)} e^{j \cdot 0,952} = \\ = 135 873 + j \cdot 190 848 \text{ А/Вб}.$$

33. Падение магнитного напряжения в башмаке главного полюса $K = 0$.

34. Вспомогательная величина $M = 0$.

35. Вспомогательная величина

$$L = (Z_{0K} + Z_d + Z_j) / (Z_p + Z_0) = (380\,764 + j\,524\,077 + 301\,128 + j\,430\,055 + 343\,317 + j\,140\,882) / (2\,314\,815 + 135\,873 + j\,190\,848) = 0,45 + j\,0,412.$$

36. Переменная составляющая коммутационного потока

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{K\sim} &= \frac{(\omega_a'' - \omega_{K0}) (1 + L) - \omega_d (1 - M)}{L (Z_0 + Z_p + R_{\delta d}) + R_{\delta d}} \dot{I}_{a\sim} \\ &= \frac{(8,8 - 7) (1 + 0,45 + j\,0,412) - 5 (1 - 0)}{(0,45 + j\,0,412) (135\,873 + j\,190\,848 + 2\,314\,815 + 532\,182) + 532\,182} \times \\ &\quad \times 160,5 = -0,000107 + j\,0,000145 \text{ Вб}. \end{aligned}$$

37. Переменная составляющая реактивной э. д. с.

$$\dot{E}_{r\sim} = K_{\Pi} e_{r\sim} = 0,3 \cdot 7,2 = 2,16 \text{ В}.$$

38. Переменная составляющая коммутационной э. д. с.

$$\begin{aligned} \dot{E}_{K\sim} &= \frac{2\omega_c v_a}{b_d + 2\delta_d} \dot{\Phi}_{K\sim} = \frac{2 \cdot 1\,70,5}{0,014 + 2 \cdot 0,006} (-0,000107 + j\,0,000145) = \\ &= -0,58 + j\,0,784 \text{ В}. \end{aligned}$$

39. Трансформаторная э. д. с.

$$\dot{E}_I = -j \cdot 2\pi f \dot{\Phi}_{K\sim};$$

$$\dot{E}_I = -j \cdot 2\pi \cdot 100 (0,00071 - j\,0,000595) = -0,374 - j\,0,447 \text{ В};$$

$$\dot{E}_I = -j \cdot 2\pi \cdot 100 (0,000709 - j\,0,0009) = -0,565 - j\,0,446 \text{ В}.$$

40. Небалансная э. д. с.

$$\Delta \dot{E} = \dot{E}_{r\sim} + \dot{E}_{K\sim} + \dot{E}_I;$$

$$\Delta \dot{E} = 2,16 - 0,58 + j\,0,784 - 0,374 - j\,0,447 = 1,209 + j\,0,337 \text{ В};$$

$$\Delta \dot{E} = 2,16 - 0,58 + j\,0,784 - 0,565 - j\,0,446 = 1,015 + j\,0,338 \text{ В}.$$

41. Координаты конца вектора $\dot{E}_{K\sim}$:

$$a_1 = \text{Im} [\dot{E}_{K\sim}] = 0,784;$$

$$b_1 = \text{Re} [\dot{E}_{K\sim}] = 2,16 - 0,58 = 1,58.$$

42. Координаты конца вектора $\dot{E}_I$:

$$a_2 = \text{Im} [\Delta \dot{E}_1] = 0,337;$$

$$b_2 = \text{Re} [\Delta \dot{E}_1] = 1,206.$$

43. Координаты конца вектора $\dot{E}_{I2}$:

$$a_3 = \text{Im} [\Delta \dot{E}_2] = 0,338;$$

$$b_3 = \text{Re} [\Delta \dot{E}_2] = 1,015.$$

44. Координаты центра окружности трансформаторной э. д. с.

$$\begin{aligned} x_0 &= \frac{(b_2 - b_1) (b_3 - b_1) (b_2 - b_3) + (b_3 - b_1) (a_2^2 - a_1^2) - (b_2 - b_1) (a_3^2 - a_1^2)}{2 [(b_3 - b_1) (a_2 - a_1) - (b_2 - b_1) (a_3 - a_1)]} = \\ &= \frac{(1,206 - 1,58) (1,015 - 1,58) (1,206 - 1,015) + (1,015 - 1,58) \times \dots}{2 [(1,015 - 1,58) (0,337 - 0,784) - \dots]} = \\ &\dots \frac{(0,337^2 - 0,784^2) - (1,206 - 1,58) (0,338^2 - 0,784^2)}{-(1,206 - 1,58) (0,338 - 0,784)} = 0,795; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y_0 &= \frac{b_3 + b_1}{2} - \frac{a_3 - a_1}{b_3 - b_1} \left(x_0 - \frac{a_3 - a_1}{2} \right) = \frac{1,015 + 1,580}{2} = \\ &= \frac{0,338 - 0,784}{1,015 - 1,580} \left(0,795 - \frac{0,338 + 0,784}{2} \right) = 1,11. \end{aligned}$$

45. Координаты конца вектора минимальной небалансной э. д. с.:

$$\begin{aligned} x_1 &= x_0 \left(1 - \sqrt{\frac{(y_0 - b_1)^2 + (x_0 - a_1)^2}{x_0^2 + y_0^2}} \right) = \\ &= 0,795 \left(1 - \sqrt{\frac{(1,11 - 1,58)^2 + (0,795 - 0,784)^2}{0,795^2 + 1,11^2}} \right) = 0,521; \\ y_1 &= \frac{y_0}{x_0} x_1 = \frac{1,11}{0,795} 0,521 = 0,727. \end{aligned}$$

46. Минимальная небалансная э. д. с.:

$$\Delta \dot{E}_{\min} = |y_1 + jx_1| = 0,727 + j\,0,521 \text{ В};$$

$$|\Delta \dot{E}_{\min}| = \sqrt{y_1^2 + x_1^2} = \sqrt{0,727^2 + 0,521^2} = 0,894 \text{ В}.$$

Таким образом, минимальное значение небалансной э. д. с. превышает рекомендуемое предельное значение $(0,5 \div 0,7) \text{ В}$. Следовательно, нормальная коммутация при питании рассчитанного ТД пульсирующим током не может быть обеспечена соответствующим подбором индуктивности шунта. Необходимо принять меры по снижению небалансной э. д. с. (см. главу 26), например, применить шихтованный сердечник добавочного полюса или изменить значение $\beta_{\text{ном}}$.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Глава 28. ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫЙ АСИНХРОННЫЙ ТЯГОВЫЙ ПРИВОД

§ 28.1. Преимущества и перспективы применения асинхронных тяговых двигателей

Необходимость в частом изменении скорости движения э. п. с. требует использования тягового электрического привода с высокой перегрузочной способностью по вращающему моменту, позволяющего регулировать частоту вращения в широких пределах. Этим требованиям вполне удовлетворяют коллекторные тяговые двигатели постоянного тока. Однако условия токобъема накладывают на эти машины ряд существенных ограничений (см. главу 4). Кроме того, коллекторно-щеточный узел нуждается в частых осмотрах и профилактических ремонтах.

Простейшие по конструкции асинхронные тяговые двигатели (АТД) с короткозамкнутым ротором при частотном регулировании полностью удовлетворяют условиям и требованиям электрической тяги. Однако лишь в последнее десятилетие появились возможности создания достаточно надежного преобразователя частоты для условий электрической тяги с использованием полупроводниковых приборов. Причем в этом направлении уже имеется значительный прогресс. Если первые образцы э. п. с. с асинхронными тяговыми двигателями, созданные в 1970—1972 гг., использовались в основном для исследовательских целей и проверки исходных идей, то образцы э. п. с., созданные в 1975—1980 гг., уже работали и продолжают работать в регулярной эксплуатации.

Выявлены существенные преимущества асинхронного тягового привода (электровозы Е1200 и Е120 в ФРГ, вагоны метрополитенов в Хельсинки, Западном Берлине и других городах). Уже нет сомнений, что асинхронный тяговый привод в скором времени заменит привод с использованием коллекторных двигателей. Этому будут способствовать дальнейшие успехи в развитии полупроводниковой техники. Отмечено, что каждые 5 лет создаются новые приборы и устройства полупроводниковой техники. Это касается устройств регулирования и управления преобразователями. Так, очень благоприятны для полупроводниковых преобразователей частоты тиристоры, запираемые по управляющему электроду, внедрение которых уже началось.

К числу основных преимуществ асинхронного тягового привода можно отнести:

высокую надежность асинхронного короткозамкнутого тягового двигателя. Она связана с наличием на роторе практически неповреждаемой обмотки и возможностью использовать моторно-якорные подшипники с требуемой высокой долговечностью их работы;

повышенную надежность электрического оборудования системы преобразования энергии, а также устройств управления режимами работы тяговых двигателей. Она достигается благодаря резкому уменьшению контактных элементов как в силовых цепях, так и в цепях управления;

улучшение тяговых свойств электровозов. Это преимущество появляется благодаря жесткой механической характеристике АТД в режиме боксования колес;

резкое сокращение расхода меди при производстве тяговых двигателей. Как показывают расчеты [75], расход меди на асинхронный ТД может быть уменьшен по сравнению с расходом на коллекторный ТД постоянного или пульсирующего тока в 2,5—3 раза при одинаковых мощности и моменте;

существенное уменьшение массы АТД по сравнению с массой ТД постоянного тока при одинаковых параметрах. Отечественный и зарубежный опыт проектирования устройств тягового асинхронного привода (тепловоз ТЭ120 и электровоз Е120) показывает, что из-за уменьшения массы АТД можно получить массу системы «преобразователь частоты — асинхронный двигатель» меньшую, чем масса коллекторного ТД постоянного тока на ту же мощность;

автоматизацию процессов управления режимами работы АТД. Это преимущество позволит реализовать предельные возможности электровозов по сцеплению, повысить провозную способность участков с электрической тягой.

Перечисленные преимущества асинхронного тягового привода, подтвержденные испытаниями и эксплуатацией опытных образцов э. п. с., настолько существенны и очевидны, что перспективность такого тягового привода сомнений не вызывает.

§ 28.2. Преобразователь частоты как электронный коммутатор

Работа и устройство статических преобразователей частоты достаточно полно рассмотрены в специальной литературе [76, 77]. Здесь освещаются лишь некоторые принципиальные вопросы, позволяющие перейти от рассмотрения коллекторных машин к рассмотрению асинхронных тяговых двигателей.

Якорная обмотка простейшей машины постоянного тока (рис. VII.1,а) состоит из трех катушек (они могут быть многовитковыми) и коллектора (три коллекторные пластины). В этом варианте конструкции машины постоянного тока при питании ее постоянным током I_d ток в катушках будет иметь форму, показанную в нижней части рис. VII.1,а, с учетом того, что период коммутации значительно короче периода изменения тока в катушке. Продолжительность протекания тока I_d в одной катушке и в одном направлении в течение 120° эл. обусловлена наличием трех коллекторных пластин. Катушки якорной обмотки смещены

в пространстве на 120° , поэтому в них протекает трехфазный ток, из которого может быть выделена первая гармоническая составляющая (штриховая кривая).

Каждую коллекторную пластину можно заменить двумя полупроводниковыми вентилями, что позволяет перейти от механического коммутатора (коллектора) к полупроводниковому электронному коммутатору, простейшая схема которого представлена на рис. VII.1, б. Для двигательного режима полупроводниковые вентили должны быть управляемыми, а электронный коммутатор будет служить в этом случае инвертором.

Формирование трехфазных токов и создание вращающейся м. д. с. в симметричной трехфазной статорной обмотке электронным коммутатором (инвертором) может быть выполнено двумя способами. При одном из них (рис. VII.2, а) ток I_d обтекает одновременно две фазы, создавая результирующую м. д. с. F_1 для рассматриваемого интервала времени. Переключив ток I_d с фазы В на фазу С при сохранении тока в фазе А получим новое положение м. д. с. F_1 . Соблюдая требуемое чередование переключения тока в фазах, можно обеспечить вращение поля статора. Частота вращения поля, как обычно, пропорциональна частоте изменения питающего тока f_1 и обратно пропорциональна числу пар полюсов p : $n = f_1 \cdot 60/p$. При указанном способе формирования м. д. с. F_1 идеализированная форма фазных токов будет иметь вид, показанный на рис. VII.1, а и б.

Формирование трехфазной системы токов в трехфазной обмотке может быть обеспечено и другим способом. Ток I_d может обтекать все три фазы, причем в одной из них будет протекать полный ток I_d , а в двух других — $I_d/2$. Как следует из рис. VII.2, б, в этом случае для изменения положения вектора F_1 в пространстве необходимо изменить направление тока в фазе В. Такой способ формирования вращающейся в пространстве м. д. с. статорной обмотки F_1 приведет к идеализированной форме фазных токов, показанной в нижней части рис. VII.2, б.

Различие в способах формирования м. д. с. статорной обмотки асинхронных двигателей обуславливает принципиальные различия в схемах питающих их инверторов. Этот вопрос рассматривается в специаль-

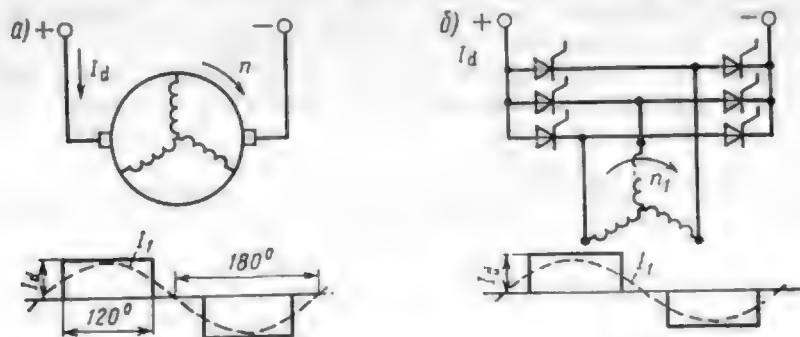


Рис. VII.1. Схема трехфазного двигателя и фазные токи при механическом (а) и электронном (б) коммутаторах

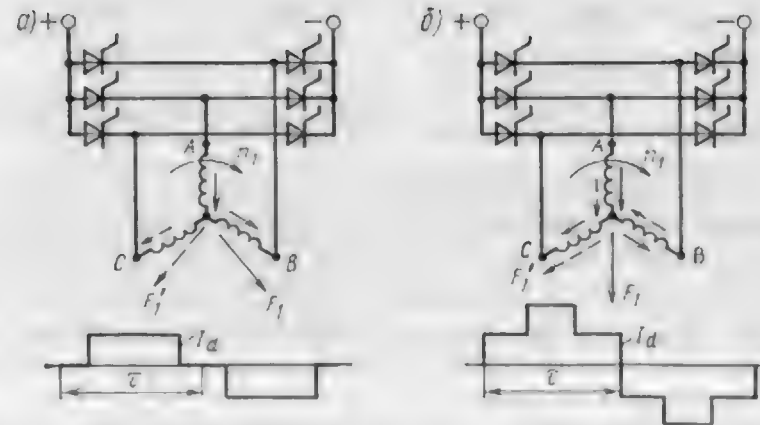


Рис. VII.2. Условия формирования вращающейся м. д. с. и идеализированная форма фазных токов для инверторов тока (а) и напряжения (б)

ной литературе. Применительно к собственно тяговому двигателю различная идеализированная форма фазных токов приведет к разному составу высших временных гармоник тока и напряжения, что может повлиять на рабочий процесс машины (см. § 28.4).

В заключение следует обратить внимание на взаимосвязь процессов в преобразователе частоты (инверторе) и тяговом двигателе. Инвертор также должен быть связан с обмоткой статора как механический коммутатор (коллектор) с обмоткой якоря. Необходимость в создании вращающейся м. д. с. обмотки с определенной частотой задает строгий закон регулирования переключения токов в тиристорах инвертора. Этого же требует обеспечение режимов работы тягового двигателя по электромагнитному моменту. Учитывать эту взаимосвязь процессов в инверторе и тяговом двигателе необходимо как при выборе оптимального варианта преобразователя, так и при проектировании асинхронного тягового двигателя.

§ 28.3. Формы фазных токов и напряжений

Идеализированные формы фазных токов АД (см. рис. VII.2, а и б) приведены для двух вариантов формирования м. д. с. обмотки при мгновенной коммутации токов. В реальных условиях процесс коммутации тока не мгновенный. Кроме того, появляются и другие причины, вызывающие существенное отличие формы фазных токов от идеализированной.

Идеализированная форма фазного тока (см. рис. VII.2, а) получается при использовании в качестве преобразователя инвертора тока. С учетом конечного времени процесса коммутации форма фазных токов будет иметь вид, показанный на рис. VII.3, б. Если входной ток инвертора является пульсирующим, например в случае предварительного выпрямления переменного тока, то это обстоятельство служит причиной

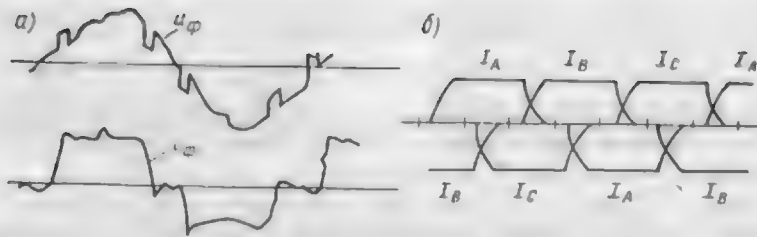


Рис. VII.3. Осциллограммы фазных напряжения u_ϕ и тока i_ϕ (а) и форма фазных токов при отсутствии пульсации выпрямленного тока (б) для инвертора тока

дополнительных, причем значительных, искажений формы кривой фазного тока (см. рис. VII.3, а).

Из рис. VII.3, а следует, что форма фазного тока при инверторе тока лишь приближается к идеализированной прямоугольной. Форма фазного напряжения близка к синусоидальной с бросками или провалами напряжения в периоды коммутации токов.

Идеализированная форма фазных токов и напряжений, соответствующая рис. VII.2, б, получается при использовании инвертора напряжения. В этом случае форма фазных токов определяется формой фазного напряжения с учетом параметров цепи для фазного тока. Достаточно строго можно определить форму фазного тока для заданного напряжения, если работу АТД, его токовые процессы рассматривать как непрерывный переходный процесс на отдельных участках размером $\pi/3$. Однако эти расчеты пока сложны и не доведены до инженерного использования при проектировании тягового привода. Из-за нелинейности параметров токовой цепи недостаточна и их достоверность.

Оценить наиболее вероятную форму фазного тока помогает наложение кривой фазной э. д. с. на идеализированную форму фазного напряжения (рис. VII.4, а). Из этого рисунка следует, что из-за несоответствия формы э. д. с. и напряжения на разных участках имеется превышение напряжения над э. д. с. или э. д. с. над напряжением.



Рис. VII.4. Форма фазного напряжения u_ϕ и тока i_ϕ при отсутствии пульсаций выпрямленного тока (а) и осциллограмма фазных токов i_ϕ , напряжения u_ϕ (б) для инвертора напряжения

Эти различия обуславливают отступление формы фазного тока от идеализированной. В нижней части рис. VII.4, а показана форма фазного тока АТД, характерная для питания от инвертора напряжения.

На э. п. с. кривая фазного напряжения отличается от идеализированной. Одной из причин этого является пульсация выпрямленного напряжения с частотой 100 Гц. Наложение этого напряжения на напряжение с выходной частотой инвертора создает так называемые комбинационные гармоники частотами $100 \pm f_1$. Детальные исследования комбинационных гармоник и расчет потерь, ими вызываемых, выполнены В. В. Шумейко [78]. Следует иметь в виду, что значительные токи комбинационных гармоник частотой $100 - f_1$ могут возникать для рабочих частот, близких к частоте 100 Гц. В этом случае индуктивное сопротивление фаз статорных обмоток для этих токов невелико, что способствует увеличению их амплитуд. Однако ограничение их будет связано с наличием индуктивности сглаживающего реактора, входящего в контур токов комбинационных гармоник.

Осциллограммы фазных напряжений и токов (рис. VII.4, б) сняты для асинхронного тягового двигателя НБ-602. На этом рисунке отчетливо видны отличия форм напряжений и токов от идеализированных — также можно заметить наложение на фазный ток низкочастотной составляющей тока частотой $(100 \div 92)$ Гц.

Состав высших гармоник в некоторой степени определяется параметрами фильтрового устройства, однако наибольшее влияние оказывает форма напряжения, задаваемая инвертором напряжения. Это позволяет наметить некоторый обобщенный спектральный состав гармоник напряжения и тока, характерный для питания АТД от инвертора напряжения. Его можно получить разложением в ряд Фурье кривых фазных напряжения и тока:

Номер гармоники	1	5	7	11	13	17	19
Частота, Гц . . .	65	325	455	715	845	1105	1235
U_v/U_1 , %	100	16,5	11,5	10	9	7,5	6,6
I_v/I_1 , %	91	16	7,7	4,6	4	2,3	1,7

Примечание. U_v и I_v — напряжение и ток высших гармоник; U_1 и I_1 — напряжение и ток первой гармоники.

Из приведенных данных следует, что высшие гармоники напряжения и тока убывают с ростом номера гармоники, причем гармоники тока убывают быстрее гармоник напряжения, что связано с ростом сопротивления обмоток с увеличением частоты.

На современном уровне преобразовательной техники можно существенно снизить высшие гармоники тока, введя в преобразователь широтно-импульсную модуляцию напряжения. Однако это заметно его усложняет и снижает к. п. д. электрического привода, поэтому вопрос о массовом применении такого варианта преобразователя пока не решен.

Из приведенного выше следует, что высшие гармоники тока в АТД определяются прежде всего высшими гармониками напряжения. По-

этому для любого АТД при питании от инвертора напряжения необходимо знать спектр гармоник напряжения, по которому для каждой гармоники напряжения может быть вычислен фазный ток этой гармоники в соответствии со схемой замещения по известным сопротивлениям фаз. Для идеализированной формы фазного напряжения u_ϕ (см. рис. VII.4, а) спектральный ряд высших гармоник следующий:

Номер гармоники	1	5	7	11	13	17	19
U_v/U_1	0,955	0,19	0,136	0,866	0,735	0,55	0,5

Приведенные гармоники рассчитаны на основании разложения кривой идеализированного напряжения в ряд Фурье по выражению

$$u_\phi = \frac{2}{\pi} U_d \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t - \dots \right). \quad (\text{VII.1})$$

Действующее значение фазного напряжения $U_\phi = \sqrt{2} \cdot U_d/3$, а коэффициент формы кривой напряжения $K_u = 1,07$. Соотношение между действующим значением и первой гармоникой напряжений составляет $U_1 = 0,9555 U_\phi$. Сопоставление расчетных и опытных отношений U_v/U_1 (см. с. 361) подтверждает достаточную достоверность расчетов и указывает на то, что амплитуды высших гармоник напряжения определяются преимущественно формой входного напряжения.

Поскольку амплитуды высших гармоник тока не зависят от нагрузки АТД током первой гармоники, то наибольшее искажение кривой фазного тока следует ожидать при малых токовых нагрузках и повышенных напряжениях. Это подтверждено экспериментом. При режимах с небольшим фазным напряжением и значительными токовыми нагрузками искажение формы кривой фазного тока значительно меньше, чем при повышенных фазных напряжениях и малых токах.

Если для питания АТД используется инвертор тока, то состав высших гармоник тока может быть вычислен разложением в ряд кривой формы фазного тока, представленной на рис. VII.3, б.

Другой причиной искажения формы фазных токов АТД и появления добавочных гармоник токов, как уже отмечалось, являются пульсации подводимого к инвертору напряжения. Комбинационные гармоники, обусловленные этой причиной, могут быть вычислены, если известны гармоники напряжения частотами $100 - f_1$ и $100 + f_1$. Названные гармоники напряжения зависят от параметров фильтрового устройства, входящего в систему преобразователя.

Таким образом, зная параметры асинхронного тягового двигателя, можно определить напряжения, затем токи высших гармоник и оценить воздействие их на основной рабочий процесс машины.

§ 28.4. Электромагнитные моменты

В АТД при установившемся режиме могут иметь место следующие электромагнитные моменты:

основной постоянный момент от первых гармоник тока и магнитного потока;

постоянные моменты от высших временных гармоник тока и потока одного порядка;

постоянные моменты от высших пространственных гармоник поля; переменные моменты от высших временных гармоник тока и первой гармоники потока.

Следует оценить их применительно к короткозамкнутому асинхронному тяговому двигателю.

Момент от первых гармоник тока и потока. Это основной электромагнитный момент, передаваемый на вал двигателя за вычетом небольшой доли момента, уравновешивающего момент от сил трения в машине. Основной момент определяется как

$$M_a = \frac{1}{\sqrt{2}} p m_1 \omega_1 K_{об1} \Phi I_2' \cos \psi_2, \quad (\text{VII.2})$$

где

- p — число пар полюсов;
- m_1, ω_1 — соответственно число фаз и число витков статорной обмотки;
- $K_{об1}$ — обмоточный коэффициент статорной обмотки;
- Φ — магнитный поток;
- I_2' — ток ротора, приведенный к обмотке статора;
- ψ_2 — угол между вектором тока I_2' и перпендикуляром к вектору потока Φ .

Моменты от высших временных гармоник тока и потока одного порядка. Токи высших гармоник обмотки статора создают магнитные потоки гармоник тех же номеров и соответствующие им токи в обмотке ротора. От взаимодействия токов и потоков одинаковых номеров возникают постоянные моменты, которые могут действовать согласно или встречно по отношению к основному моменту. Моменты от 5-й и 11-й гармоник токов и потоков направлены против основного момента; моменты от 7-й и 13-й гармоник токов и потоков действуют согласно с основным моментом.

Моменты этой группы

$$M_v = \frac{1}{\sqrt{2}} p m_1 \omega_1 K_{об1} \Phi_v I_{2v}' \cos \psi_{2v}. \quad (\text{VII.3})$$

Эти моменты невелики, а суммарный их эффект в сопоставлении с основным моментом незначителен, и ими можно пренебречь.

Небольшое значение моментов M_v объясняется следующим. Поток Φ_v невелик даже при значительных гармониках тока в обмотке статора I_{1v} из-за сильного демпфирующего действия короткозамкнутой обмотки ротора. Значение $\cos \psi_{2v}$ также невелико из-за повышенных индуктивных сопротивлений токам высших гармоник. Кроме того, половина из них действует встречно оставшейся половине моментов от высших гармоник.

Моменты от высших пространственных гармоник поля. Эта группа моментов возникает при питании асинхронных двигателей синусоидальным током. Из-за зубчатости статора и ротора в зазоре появляются высшие пространственные гармоники поля. Наиболее существенна из них зубцовая гармоника, обусловленная открытыми пазами статора. При прямом пуске асинхронного двигателя (без регулиро-

вания частоты) на неустойчивой части характеристики момента могут иметь место значительные провалы, обусловленные именно этими моментами. Моменты от пространственных гармоник поля достаточно хорошо изучены [8] и рядом мер (прежде всего выбором числа пазов статора и ротора, скосом пазов и т. д.) заметно ослаблены.

Для АТД характерно то, что при частотном регулировании может быть всегда обеспечена его работа в устойчивой области, в том числе и при пуске. Поэтому отрицательное воздействие небольших моментов от высших гармоник поля для АТД может быть несущественно.

Переменные моменты от высших гармоник тока и первой гармоники потока. Эти моменты M_{1v} могут быть весьма значительными, что следует из выражения

$$M_{1v} = \frac{1}{\sqrt{2}} pm_1 \omega_1 K_{\phi \phi_1} I'_{2v} \Phi_1 \cos \varphi_{2v} \sin (v-1) \omega t. \quad (\text{VII.4})$$

В выражении (VII.4)

$$I'_{2v} = U_v / \sqrt{(r_1 + r'_2)^2 + v^2 (x_1 + x'_2)^2};$$

$$\cos \varphi_{2v} = r'_2 / \sqrt{(r_1 + r'_2)^2 + v^2 (x_1 + x'_2)^2},$$

где r_1 и r'_2 — активные сопротивления фаз статорной и роторной обмоток, приведенные к статорной обмотке;

x_1 и x'_2 — индуктивные сопротивления фаз статорной и роторной обмоток.

Частота изменений моментов M_{1v} равна $6f_1 n$ (здесь $n = 1, 2, 3, \dots$; f_1 — частота изменения потока). Это нетрудно показать на примере моментов от 5-й и 7-й гармоник тока.

Магнитное поле от 5-й гармоники тока вращается навстречу вращению ротора и поля 1-й гармоники, создавая в роторе токи 6-й гармоники. Магнитное поле 7-й гармоники вращается согласно с направлением вращения ротора и поля 1-й гармоники, создавая в роторе также токи 6-й гармоники. По этой причине переменный момент от двух гармоник имеет 6-кратную частоту по отношению к основной частоте. Гармоники тока 11-я и 13-я будут создавать момент частотой $12f_1$ и т. д.

Значительные переменные моменты имеют место и у коллекторных тяговых двигателей переменного тока и тяговых двигателей пульсирующего тока. Частота этих моментов при частоте питающего электроваз напряжения (50 Гц) равна 100 Гц. Они уравниваются динамическими моментами малой амплитуды и демпфируются упругими элементами крепления тягового двигателя. Опыт показывает, что указанные моменты не оказывают заметного влияния на тяговые свойства электроваза. В одинаковой мере это относится и к электровазу с асинхронными тяговыми двигателями при скоростях движения, близких к номинальной и выше.

Иное дело пуск. Здесь частота питающего напряжения может составлять 0,8—1 Гц, а частота переменного момента — всего 5—6 Гц. В этом случае переменный момент будет оказывать существенное воздействие на элементы подвески и крепления тягового двигателя. На-

блюдаются раскачивания остова тягового двигателя с низкой частотой («шаговый эффект»), которые могут усиливаться, если собственная механическая частота колебаний конструкции привода близка к частоте возмущающего переменного момента.

Эксперименты показали, что несмотря на значительные переменные моменты у АТД электроваза ВЛ80^а заметного снижения тяговых свойств при пуске не наблюдается. Для уменьшения переменного момента при пуске следует либо уменьшить амплитуды высших гармоник напряжения, либо повысить пусковую частоту, что приведет к росту сопротивления обмоток. Если эти меры не будут приняты, переменный момент может достигать 0,2—0,25 основного момента, как это имело место у тягового двигателя НБ-602 электроваза ВЛ80^а.

Подводя итог сказанному, целесообразно представить моменты АТД на общем временном графике (рис. VII.5). Первый индекс у момента соответствует номеру гармоники потока, второй — номеру гармоники тока ротора.

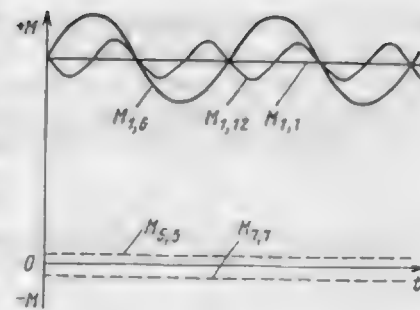


Рис. VII.5. Кривые электромагнитных моментов асинхронного тягового двигателя

§ 28.5. Коэффициент мощности и к. п. д.

Высшие гармоники тока статора создают потоки рассеяния статорной обмотки, потоки взаимной индукции, обуславливающие ток ротора, в свою очередь вызывающий поток рассеяния роторной обмотки. Естественно, что эти магнитные поля снижают коэффициент мощности АТД в сопоставлении с вариантом питания его синусоидальным током. Расчет высокочастотных потоков в электрических машинах достаточно сложен.

Оценить коэффициент мощности АТД можно, используя выражение

$$K_m = \frac{\sum_{v=1,5,7,\dots}^{17} U_v I_v \cos \varphi_v}{\left(\sqrt{\sum_{v=1,5,7,\dots}^{17} U_v^2} \sqrt{\sum_{v=1,5,7,\dots}^{17} I_v^2} \right)}. \quad (\text{VII.5})$$

В числителе выражения (VII.5) приведена сумма активных мощностей для гармоник от 1-й до 17-й, в знаменателе — полная мощность АТД от всех гармоник. Выражения под корнями есть эффективные значения фазных напряжения и тока.

Располагая реальными кривыми фазных токов и напряжений, можно разложить их в ряд, что успешно выполняется электронными анализаторами гармоник. При этом выясняются не только амплитуды гармоник, но и фазовые смещения их относительно 1-й гармоники. Вы-

числен коэффициент мощности для первых гармоник ($\cos \varphi_1$), можно найти фазовые смещения токов I_v относительно напряжений U_v , а следовательно, и $\cos \varphi_v$. Так, коэффициент мощности тягового двигателя может быть определен с высокой точностью.

Коэффициент полезного действия АТД с учетом потерь от всех гармоник тока

$$\eta = \frac{\sum_{v=1,5,7,\dots}^{17} P_{1v}}{\sum_{v=1,5,7,\dots}^{17} P_{1v} - \left(\sum_{v=1,5,7,\dots}^{17} \Delta P_{mv} + \Delta P_c + \Delta P_d + \Delta P_{mex} \right)} \quad (VII.6)$$

В знаменателе выражения (VII.6) P_{1v} — подведенная мощность от всех гармоник; в числителе — полезная мощность, равная подведенной за вычетом всех потерь; ΔP_{mv} , ΔP_c , ΔP_d , ΔP_{mex} — соответственно потери в обмотках от всех временных гармоник, в стали, добавочные и механические.

Поскольку, как отмечалось выше, высшие гармоники тока практически не участвуют в создании момента, а лишь обуславливают добавочные потери, без заметной погрешности к. п. д. двигателя

$$\eta = (3U_1 I_1 \cos \varphi_1 - \Sigma \Delta P) / (3U_1 I_1 \cos \varphi_1). \quad (VII.7)$$

В сумму потерь $\Sigma \Delta P$ должны входить основные потери, добавочные от пространственных гармоник поля и от временных гармоник тока. Значения U_1 , I_1 и $\cos \varphi_1$ соответствуют основной гармонике.

Глава 29. РЕЖИМЫ РАБОТЫ АСИНХРОННЫХ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 29.1. Основные уравнения и связи между параметрами режима и конструктивными

Независимо от типа тягового двигателя на э. п. с. должно быть обеспечено изменение силы тяги и мощности в соответствии с зависимостями, изображенными на рис. VII.6.

Точка 1 на рис. VII.6 соответствует номинальной мощности тягового двигателя $P_{ном}$, которая может поддерживаться до точки 2. При конструкционной скорости для грузовых электровозов обычно требуется мощность меньше номинальной; для пассажирских электровозов она близка к номинальной.

Для э. п. с. конкретных типов точки 1 и 2 могут смещаться на оси скоростей. Точке 3 тоже может соответствовать различное значение мощности. Для коллекторных тяговых двигателей реализация значительной мощности при конструкционной скорости v_{max} вызывает затруднения по условиям токосъема, для АТД этого ограничения нет.

Графики входных параметров АТД (рис. VII.7) довольно характерны для грузового электровоза. Они весьма схожи с входными пара-

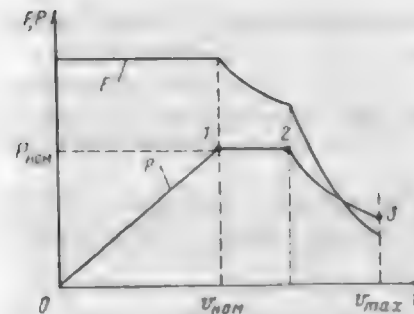


Рис. VII.6. Зависимости мощности P и силы тяги F от скорости v

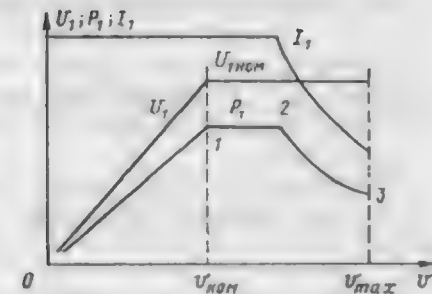


Рис. VII.7. Зависимости подведенной мощности P_1 , фазного напряжения U_1 и фазного тока статора I_1 асинхронного тягового двигателя от скорости движения

метрами тяговых двигателей постоянного тока при наличии плавного регулирования напряжения. Так же как на электровозах с коллекторными двигателями, выход на номинальное напряжение $U_{1 ном}$ осуществляется обычно на скорости $v_{ном}$ или близкой к ней и для АТД. Из рис. VII.7 следует, что для АТД требуется иметь по крайней мере два регулируемых параметра: напряжение U_1 и частоту его f_1 , которая примерно пропорциональна скорости движения v . Как правило, необходим третий регулируемый параметр, который будет установлен ниже.

Применительно к асинхронным нерегулируемым двигателям разработана достаточно строгая и вместе с тем простая теория их работы в установившихся режимах. При условии $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$ все параметры режима (мощность, момент, ток, коэффициент мощности, частота вращения) определяются для конкретной машины только значением скольжения. Схема замещения и круговая диаграмма асинхронной машины являются надежными средствами для расчетов машины, оценки режимов их работы и построения рабочих характеристик. Применительно к АТД эта стройность и простота нарушаются. Длительная работа э. п. с. в любой точке тяговой области потребует изменения напряжения U_1 , частоты f_1 , момента M , магнитного потока Φ и частоты f_2 . В этих условиях большинство параметров схемы замещения становятся переменными, зависящими от потока, а также от частот f_1 и f_2 . Круговая диаграмма теряет смысл. В схему замещения должны быть введены переменные параметры.

Для оценки режимов работы обычное выражение для электромагнитного момента должно быть преобразовано и приведено к следующему виду:

$$M_{\text{в}} = \frac{pm_1 U_1^2 R_2}{2\pi f_2 \left[\left(R_1 + R_2 \frac{f_1}{f_2} \right)^2 + \left(\frac{X_{1ном} + X_{2ном}}{f_{1ном}} \right)^2 f_1^2 \right]} \quad (VII.8)$$

В выражении (VII.8): $R_1 = r_1 C_1$; $R_2 = r'_2 C_1$; $X_{1 \text{ ном}} = x_{1 \text{ ном}} C_1$; $X_{2 \text{ ном}} = x'_{2 \text{ ном}} C_1$ — активные и индуктивные сопротивления обмоток статора (R_1 и $x_{1 \text{ ном}}$) и ротора (R_2 и $x'_{2 \text{ ном}}$) для номинального режима; $f_{1 \text{ ном}}$ — частота тока статора для номинального режима; C_1 — поправочный коэффициент при использовании Г-образной схемы замещения.

В выражении (VII.8) момент характеризуется тремя параметрами: U_1 , f_1 и f_2 . Применительно к электрической тяге все они могут изменяться в широких пределах. Для анализа режимов работы асинхронного двигателя и расчета его желательно иметь формулы для электромагнитного момента, связывающие магнитный поток и ток ротора:

$$M_2 = \frac{1}{2\sqrt{2}} p N_2 I_2 \Phi \cos \psi_2 \quad (\text{VII.9})$$

или

$$M_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} p m_1 \omega_1 K_{об1} \Phi I'_2 \cos \psi_2, \quad (\text{VII.10})$$

где N_2 — число стержней роторной обмотки;
 I_2 и I'_2 — ток в стержне ротора и значение его, приведенное к обмотке статора;
 ω_1 , $K_{об1}$ — число витков в фазе и обмоточный коэффициент обмотки статора;
 ψ_2 — угол смещения между векторами тока и э. д. с. роторной обмотки;
 $\cos \psi_2 = r_2 / \sqrt{r_2^2 + (2\pi f_2 L_{22})^2}$;
 r_2 — эквивалентное активное сопротивление стержня роторной обмотки или неприведенное ее сопротивление;
 L_{22} — индуктивность стержня роторной обмотки от потоков рассеяния.

Уравнения (VII.9) и (VII.10) наиболее полно отвечают физической природе возникновения вращающегося момента, который для всех электрических машин, как отмечалось, равен произведению полного магнитного потока на полный ток:

$$M_2 = K (p\Phi) (N_2 I_2) \cos \psi_2,$$

где K — коэффициент пропорциональности.

Полезно еще одно выражение для электромагнитного момента, устанавливающее связь между M_2 , Φ и f_2 , в виде

$$M_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} p K_B \Phi^2 / r_2 / [r_2^2 + (2\pi f_2 L_{22})^2]. \quad (\text{VII.11})$$

где $K_B = 1,05 \div 1,11$ — коэффициент формы поля.

Из выражения (VII.11) следует, что при $f_2 = \text{const}$ момент пропорционален квадрату магнитного потока для малых значений f_2 .

Попытка выразить магнитный поток через коэффициент взаимной индукции, а изменяющиеся сопротивления — через ряд других коэффициентов привела к очень громоздким формулам для электромагнитного момента [76], использовать которые можно лишь с оговорками (отсутствие насыщения и потерь в стали).

Связи между э. д. с. и напряжением, магнитным потоком и э. д. с., а также между токами и э. д. с. такие же, как и для перегазулируемых асинхронных двигателей, но в них нужно учесть изменения индуктивных сопротивлений и потока в процессе регулирования. Они будут приведены ниже.

§ 29.2. Принцип регулирования асинхронного тягового двигателя

Требования эксплуатации к регулированию тяговых двигателей э. п. с. вытекают из характерных графиков нагрузки, представленных на рис. VII.6 и VII.7. Из рис. VII.7 следует, что должно быть по меньшей мере два параметра регулирования: фазное напряжение U_1 и частота тока статора f_1 , которому примерно пропорциональна скорость движения v . Однако регулирование только этих параметров может не обеспечить требуемые режимы нагрузки по мощности и силе тяги.

Из графиков изменения параметров режима (рис. VII.8) вытекает необходимость регулирования еще одного параметра. Кривые $P_1(v)$ и $F(v)$ сохранены такими же, как и на рис. VII.6. На рис. VII.8 показаны также зависимости потока Φ , э. д. с. E_1 и частоты тока ротора f_2 в зависимости от скорости движения v .

Для сохранения значительной силы тяги при разгоне поезда в зоне скоростей $0 - v_{\text{ном}}$ необходимо иметь постоянный наибольший электромагнитный момент. Для того чтобы получить наибольший момент при наименьшем токе, желательно реализовывать режим разгона с наибольшим магнитным потоком, что и отражено на рис. VII.8. В этой зоне должно выполняться условие $E_1/f_1 = \text{const}$.

Напряжение U_1 обычно мало отличается от э. д. с. при скоростях движения, близких к $v_{\text{ном}}$ и выше, и заметно отличается в начале пуска. В период разгона желательно сохранить ток I_1 неизменным, что будет обеспечено, если частота тока ротора f_2 будет также постоянной.

При скоростях движения $v_{\text{ном}} - v_{\text{мах}}$ мощность P может поддерживаться постоянной. Если в этой зоне напряжение $U_1 = \text{const}$, то магнитный поток будет уменьшаться с ростом частоты согласно известному соотношению

$$U_1 \approx E_1 = 4,44 f_1 \omega_1 K_{об1} \Phi. \quad (\text{VII.12})$$

Если частоту f_2 сохранять неизменной, то уменьшение потока приведет к снижению тока в роторной и статорной обмотках, а следовательно, и к снижению мощности. В соответствии с выражением (VII.11) в этом случае момент будет снижаться пропорционально

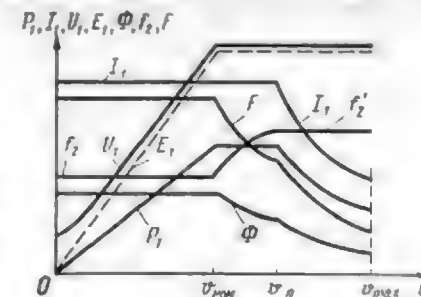


Рис. VII.8. Кривые изменения параметров режима АТД в зависимости от скорости

квадрату магнитного потока. Для поддержания мощности неизменной при скоростях $v_{\text{ном}} - v_{\text{мах}}$ необходимо увеличивать частоту f_2 , что также следует из выражения (VII.11).

Для зоны скоростей движения $v_{\text{н}} - v_{\text{мах}}$ нужно решить вопрос: требуется ли и здесь сохранять мощность неизменной? Для пассажирских электровозов это потребуется. Для них необходимо наращивать частоту f_2 вплоть до скорости $v_{\text{мах}}$. Для грузовых электровозов надобности в сохранении номинальной мощности до скорости $v_{\text{мах}}$ нет, поэтому можно допустить снижение тока путем поддержания частоты $f_2 = \text{const}$ на участке скоростей $v_{\text{н}} - v_{\text{мах}}$.

Из приведенных соображений следует, что для обеспечения требуемых режимов ведения поезда нужно регулировать три параметра: U_1 , f_1 и f_2 . Обычно контролируется частота вращения ротора $n = 60 (f_1 - f_2)/p$.

Система управления задает частоту напряжения f_1 с заданным превышением над частотой, соответствующей частоте вращения ротора ($f_1 - f_2$), что и обеспечивает регулирование параметра f_2 . Таким образом, входными регулирующими параметрами для асинхронного тягового двигателя остаются лишь два: напряжение U_1 и частота f_1 .

Как следует из выражения (VII.10), один и тот же момент может быть получен при разных значениях тока I_2' и потока Φ . Важно, чтобы произведение $\Phi I_2' \cos \varphi_2$ сохранялось неизменным. Следовательно, реализовать заданную силу тяги при заданной скорости движения (произведение которых определяет тяговую мощность) можно при разных значениях тока I_1 и напряжения U_1 , поскольку ток I_2' определяет ток I_1 , а напряжение U_1 — поток Φ при заданной частоте f_1 , примерно пропорциональной скорости движения v .

Каждому заданному постоянному значению произведения $\Phi I_2' \cos \varphi_2$ соответствует оптимум по минимальному току статора I_1 . Это связано с насыщением магнитопровода машины и ее нелинейной магнитной характеристикой. После некоторого увеличения потока, когда он соответствует сильно насыщенной ветви магнитной характеристики, прирост тока намагничивания I_{μ} будет значительным при малом возрастании потока, что не компенсирует уменьшения тока I_2' , и ток статора возрастет согласно известному соотношению $I_1 = I_{\mu} + (-I_2')$.

Магнитные потери в тяговом асинхронном двигателе примерно в 3 раза меньше электрических потерь в обмотках с учетом добавочных потерь. Потери в преобразователе вообще связаны только со значением тока. Отсюда ясна важность выбора для требуемой мощности или силы тяги при заданной скорости движения параметров режима, обеспечивающих потребление минимального тока I_1 .

Располагая магнитной характеристикой $\Phi(I_{\mu})$, можно найти минимальное значение тока I_1 , отвечающее заданному моменту. На рис. VII.9 приведена обобщенная магнитная характеристика и построены векторные диаграммы токов для двух значений потока при условии сохранения момента или произведения $\Phi I_2' \cos \varphi_2$. Как следует из этого рисунка, при увеличенном потоке Φ_2 , несмотря на уменьшение тока I_2' , ток I_1 увеличился. Оптимум по току I_1 выражен довольно сла-

бо, если магнитный поток изменяется в пределах $(0,9 \div 1,1) \Phi_{\text{ном}}$ для обычного АТД с небольшим насыщением.

Возможность оптимального регулирования АТД обычно преувеличена. О нем можно говорить лишь в зоне разгона, когда магнитный поток поддерживается неизменным. В этой зоне поток обычно выбирается равным $(1,05 \div 1,15) \Phi_{\text{ном}}$, чему будут соответствовать еще меньшие пределы изменения тока I_1 .

Минимум тока будет практически обеспечен, если принять при разгоне $\Phi_{\text{мах}} = 1,05 \Phi_{\text{ном}}$ для насыщенных АТД ($K_{\text{н}} \geq 1,5$) и $\Phi_{\text{мах}} = 1,15 \Phi_{\text{ном}}$ для малонасыщенных АТД ($K_{\text{н}} \leq 1,2$).

В зоне регулирования скорости движения, где поддерживается постоянное напряжение U_1 , для обеспечения заданного момента нет возможности варьировать магнитным потоком. Он устанавливается обратно пропорциональным скорости движения, следовательно, оптимальное регулирование в указанном выше смысле исключается. Некоторые возможности оптимального регулирования появляются при работе тяговых двигателей на промежуточных характеристиках (см. главу 32).

Известен закон регулирования асинхронного частотно-регулируемого двигателя [7] в виде

$$U_1/U_{\text{ном}} = (I_1/I_{\text{ном}}) \sqrt{M/M_{\text{ном}}} = (I_1/I_{\text{ном}}) (\Phi/\Phi_{\text{ном}}).$$

Из него следует, что при регулировании частоты f_1 для поддержания во всех режимах значительного момента требуется иметь значительный магнитный поток, для чего нужно изменять подводимое напряжение пропорционально частоте. В этом случае сохраняется на неизменном уровне коэффициент перегрузки машины по условию статической устойчивости и обеспечиваются минимальные потери, поскольку момент создается преимущественно благодаря повышенному потоку и пониженному току.

Для электрической тяги указанное условие регулирования обеспечивается лишь при разгоне. Оно вытекает из выражения (VII.12).

§ 29.3. Статическая устойчивость асинхронных тяговых двигателей

Имеется принципиальное отличие по условию статической устойчивости для нерегулируемых и регулируемых по частоте и напряжению асинхронных двигателей. У первых предел статической устойчивости указывает на перегрузочную способность двигателя по моменту. Он позволяет определить критический или максимально достижимый

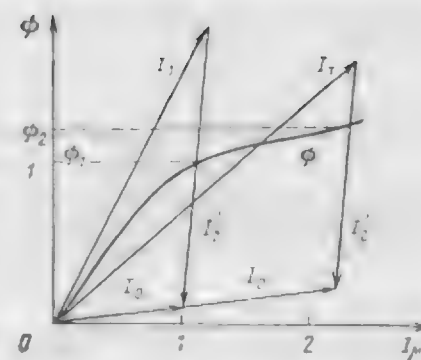


Рис. VII.9. К оценке оптимальных условий пуска и разгона АТД

момент $M_{\max}$ и максимальное реализуемое скольжение $s_{\max}$ для двигателя данного типа. Попытка увеличить нагрузку сверх предельной по статической устойчивости приводит к «опрокидыванию» двигателя, к режиму короткого замыкания. Обычно кратность максимального и номинального моментов составляет 2—3.

Для частотно-регулируемых асинхронных двигателей критический момент определяется критической частотой тока ротора $f_{2к}$, причем он может быть значительно меньше номинального при определенных условиях регулирования параметров U_1, f_1 , т. е. статическая устойчивость, определяемая частотой $f_{2к}$, не является однозначной характеристикой, указывающей на возможность реализации определенного максимального момента. Критические моменты будут различными для разных зон регулирования, что и будет показано ниже.

Рассмотрим прежде всего зону скоростей движения ($0 - v_{ном}$), где поддерживается постоянный магнитный поток. Для определения критической частоты $f_{2к}$ для этой зоны следует воспользоваться выражением (VII.11). Взяв производную от последнего сомножителя по частоте и приравняв ее нулю: $\frac{d}{df_2} \left[\frac{f_2}{r_2^2 + (2\pi f_2 L_{22})^2} \right] = 0$, получим критическую частоту, Гц,

$$f_{2к} = r_2 / (2\pi L_{22}). \quad (VII.13)$$

В выражение (VII.13) следует подставлять активное сопротивление стержня роторной обмотки r_2 в омах (Ом), а индуктивность стержня ротора от потоков рассеяния L_{22} — в генри (Гн).

Частота $f_{2к}$ для тяговых двигателей может составлять 3—10 Гц, чему при номинальном значении магнитного потока будут соответствовать весьма значительные максимальные моменты, определяемые соотношением $M_{\max}/M_{ном} = 4 \div 10$.

Максимальный момент для рассматриваемой зоны регулирования скоростей движения можно определить из выражения (VII.11):

$$M_{\max} = \frac{1}{\sqrt{2}} p K_B r_2 \Phi^2 f_{2к} / [r_2^2 + (2\pi f_{2к} L_{22})^2].$$

Поскольку при $f_{2к}$ в этом случае $r_2 = 2\pi f_{2к} L_{22}$, то в соответствии с уравнением (VII.9)

$$M_{\max} = \frac{1}{4\pi \sqrt{2}} p K_B N_2 \frac{\Phi^2}{L_{22}} \quad (VII.14)$$

или

$$M_{\max} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \Phi K_B N_2 \Phi^2 \frac{f_{2к}}{r_2}. \quad (VII.15)$$

Определение момента $M_{\max}$ по выражению (VII.14) не требует предварительного определения частоты $f_{2к}$. Из него, кстати, следует, что для машин с заданными главными размерами (D_a и l_a) затруднительно увеличить максимальный момент, так как поток Φ довольно строго определяется габаритными размерами машины, а увеличение числа стерж-

ней при той же толщине токового слоя ротора приведет к росту индуктивности L_{22} .

Для определения кратности $M_{\max}/M_{ном}$ удобно воспользоваться выражением (VII.11), тогда

$$\frac{M_{\max}}{M_{ном}} = \left(\frac{\Phi_{\max}}{\Phi_{ном}} \right)^2 \frac{f_{2к}}{f_{2ном}} \left(\frac{\cos \psi_{2к}}{\cos \psi_{2н}} \right)^2. \quad (VII.16)$$

Учитывая, что $\cos \psi_{2к} = 0,707$, а обычно $\cos \psi_{2н} = 0,99$, получим

$$\frac{M_{\max}}{M_{ном}} = 0,71 \left(\frac{\Phi_{\max}}{\Phi_{ном}} \right)^2 \frac{f_{2к}}{f_{2ном}}.$$

Магнитный поток в зоне пуска и разгона поезда обычно $\Phi_{\max} = (1 \div 1,2) \Phi_{ном}$. Приняв $\Phi_{\max}/\Phi_{ном} = 1,1$, получим самое простое выражение для кратности моментов при разгоне поезда:

$$M_{\max}/M_{ном} \approx 0,85 f_{2к}/f_{2ном}.$$

Рассмотрим условия статической устойчивости в других зонах регулирования скоростей движения. В зоне скоростей, где $f_1 < f_{2к}$, определение предельного момента по статической устойчивости не имеет смысла, поскольку здесь вообще нет ограничений по этому параметру, так же, как в машинах постоянного тока. Момент ограничен лишь превышением температуры от токов и снижением э. д. с. из-за падения напряжения на сопротивлениях.

Итак, в зоне разгона поезда, где путем регулирования напряжения поддерживается значительный магнитный поток, сохраняются избыточные кратности $M_{\max}/M_{ном}$, превышающие возможную реализацию максимального момента для электрической тяги. Условиями сцепления колес с рельсами максимальный момент ограничен не более чем двукратным по отношению к номинальному.

В зоне скоростей движения $v_{ном} \div v_{\max}$, где обычно напряжение U_1 поддерживается неизменным, условия статической устойчивости могут накладывать ограничения на режимы работы э. п. с. Критическую частоту в этом случае следует вычислять, как обычно, для регулируемых асинхронных двигателей. Приняв критическое скольжение $\beta_k = f_{2к}/f_1 = R_2/\sqrt{(x_1 + x_2')^2}$, можно показать, что частота $f_{2к}$ не зависит от частоты f_1 . В самом деле $f_{2к}/f_1 = (R_2 f_{1ном})/(x_{кн} f_1)$, тогда

$$f_{2к} = f_{1ном} R_2 / x_{кн},$$

где $x_{кн}$ — индуктивное сопротивление короткого замыкания при $f_1 = f_{1ном}$.

Критический момент будет зависеть от напряжения U_1 и частоты f_1 . Его можно вычислить как

$$M_k = (pm_1 U_1^2 R_2) / \left\{ 2\pi f_{2к} \left[\left(R_1 + R_2 \frac{f_1}{f_{2к}} \right)^2 + \left(\frac{x_{1ном} + x_{2ном}}{f_{1ном}} \right)^2 f_1^2 \right] \right\}. \quad (VII.17)$$

Выражение (VII.17) можно привести к виду, удобному для расчета момента M_k :

$$M_k = AU_1^2 / [(R_1 + Bf_1^2) + Cf_1^2], \quad (VII.18)$$

где ABC — постоянные коэффициенты.

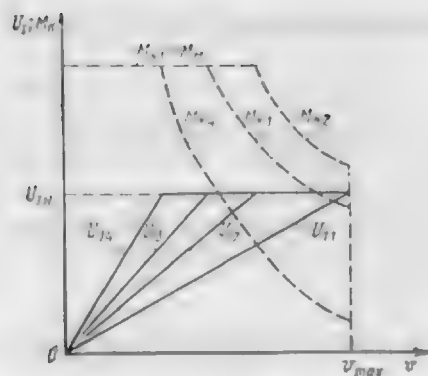


Рис. VII.10. Кривые напряжений статорной обмотки АТД для разных условий его регулирования и кривые изменения критических моментов

Поскольку момент M_k оценивается для зоны скоростей движения где $U_1 = \text{const}$, выражение для него еще упростится:

$$M_k = A' / [(R_1 + Bf_1)^2 + Cf_1^2].$$

Кривая изменения напряжения U_{13} от скорости движения (рис. VII.10) примерно соответствует закону регулирования напряжения для грузовых электровозов, где кратность скоростей $v_{\text{max}}/v_{\text{ном}}$ равна 2—2,2. Кривые напряжений U_{12} и U_{11} отвечают высокоскоростным электровозам, где номинальная мощность требуется на скорости движения, близкой к максимальной. И, наконец, для электропоездов метрополитенов в режиме тяги соотношение $v_{\text{max}}/v_{\text{ном}} = 2,5 \div 3$ (кривая U_{11}).

Из рис. VII.10 следует, что для АТД вагонов метрополитена условия статической устойчивости могут послужить причиной ограничения силы тяги на высоких скоростях. Естественно, что все рабочие режимы э. п. с. не должны выходить за пределы кривых критических моментов. Более того, желателен запас по статической устойчивости, поскольку работа при моментах, близких к критическим, связана с пониженным коэффициентом мощности, близким к $\cos \varphi_1 = 0,7$.

Кривые ограничения на тяговые характеристики (рис. VII.11) характерны для грузового электровоза. Кривая 4 — ограничение по сцеплению, кривая 5 — по максимальной силе тяги и прямая 6 — по скорости движения. Кривая 1 является граничной тяговой характеристикой, а кривые 2 и 3 — промежуточными тяговыми характеристиками.

Отношение критического момента к номинальному можно получить, используя выражение VII.16, если вместо максимального магнитного потока Φ_{max} подставить значение потока Φ_1 , для которого рассчитывается кратность моментов

$$M_k/M_{\text{ном}} = (\Phi_1/\Phi_{\text{ном}}) (f_{2k}/f_{2\text{ном}}) (\cos \varphi_{2k}/\cos \varphi_{2\text{н}})^2.$$

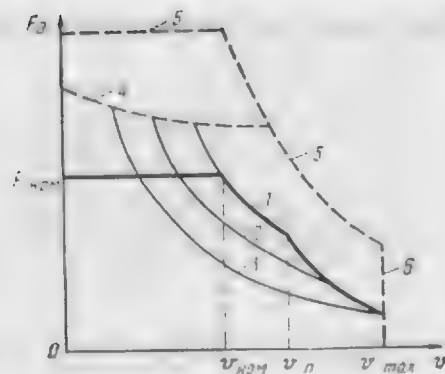


Рис. VII.11. Кривые ограничения режимов работы АТД

Используя приведенное выражение, можно рассчитать отношение $M_k/M_{\text{ном}}$ для любой зоны скоростей движения, если известно изменение фазного напряжения двигателя, поскольку магнитный поток всегда может быть определен для заданных скорости движения и напряжения двигателя.

Для частного случая, когда напряжение двигателя не изменяется, что соответствует обычно зоне скоростей движения $v_{\text{ном}} — v_{\text{max}}$, можно принять $\Phi_1/\Phi_{\text{ном}} = U_{\text{ном}}/U_1$. Такое допущение приемлемо, так как при номинальном напряжении э. д. с. статорной обмотки мало отличается от напряжения ее.

Учтя сказанное, получим простое выражение для расчета кривой ограничения режимов по статической устойчивости в зоне скоростей $v_{\text{ном}} — v_{\text{max}}$, где изменяется магнитный поток и не изменяется напряжение двигателя:

$$M_k/M_{\text{ном}} = (U_1/U_{\text{ном}})^2 (f_{2k}/f_{2\text{ном}}) (\cos \varphi_{2k}/\cos \varphi_{2\text{н}})^2.$$

Глава 30. ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ В АСИНХРОННЫХ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЯХ И ОСОБЕННОСТИ ИХ КОНСТРУКЦИИ

§ 30.1. Добавочные потери от высших временных гармоник напряжения и тока

Во всех электрических машинах имеют место высшие гармоники магнитного поля, вызванные сосредоточенным расположением проводников с токами, с зубцовым строением поверхностей магнитопровода. Они существенны в асинхронных машинах и возникают при питании обмоток током любой формы, в том числе и синусоидальным.

При питании асинхронного двигателя несинусоидальным током появляются временные высшие гармоники м. д. с., обусловленные высшими гармониками питающих напряжения и тока. Эта специфика частотнорегулируемого асинхронного привода может весьма ощутимо повлиять на его работу, снижая, в частности, энергетические показатели двигателя. Из накопленного опыта следует, что у АТД при недостаточном полном учете особенностей работы от преобразователя частоты добавочные потери от временных гармоник тока могут составить 0,4—0,5 от основных потерь и привести к снижению к. п. д. на 1,5—3 %. При оптимальном проектировании машины можно обеспечить снижение к. п. д. лишь на 0,5—1 % при обычном преобразователе частоты. При усложнении преобразователя можно сократить амплитуды высших гармоник тока и добиться еще меньшего влияния их на к. п. д. Однако это уже требует дополнительных затрат на преобразователь.

До последнего времени учет потерь от высших гармоник тока выполнялся преимущественно применительно к синхронным генераторам, питающим выпрямительные устройства. Однако в настоящее время при внедрении асинхронного частотнорегулируемого привода появились работы, оценивающие добавочные потери и для этого случая. Наиболее

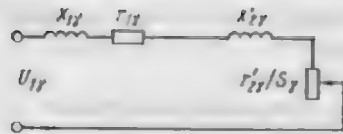


Рис. VII.12. Схема замещения АТД для высших гармоник тока

основательно вопрос добавочных потерь от высших гармоник тока и напряжения в АТД освещен в работах В. В. Шумейко. Им введены необходимые коррективы в существующие методы расчетов и, что очень важно, выполнена экспериментальная оценка потерь на натурных образцах АТД.

В основу расчета положен метод «гармонических» двигателей, предложенный А. Я. Бергером, использующий принцип наложения. Этот метод обычно применяется при отсутствии насыщения машины, которое, однако, можно учесть при необходимости повышения точности расчета. Согласно рассматриваемому методу каждой гармонике напряжения соответствует свой «гармонический» двигатель со схемой замещения (рис. VII.12).

Поскольку обмотка статора АТД обычно соединяется в звезду, третьи гармоники тока и гармоники, кратные трем, отсутствуют. По этой причине будут иметь место гармоники с номерами $v = 6k \pm 1$ (где $k = 1, 2, 3, \dots$). Гармоники с номерами $v = 6k + 1$ образуют трехфазные симметричные системы, у которых порядок следования фаз одинаков с основной гармоникой и их поля вращаются в ту же сторону, что и поле основной гармоники. Гармоники с номерами $v = 6k - 1$ вращаются встречно основному полю.

Поскольку число полюсов для систем с токами высших гармоник то же, что и для основной гармоники, частота вращения гармоник $n_v = vn_1$. Скольжение эквивалентных двигателей для высших гармоник будет близко к единице, так как $s_v = (vn_1 \pm n)/(vn_1) \approx 1 \pm 1/v$. Следовательно, для эквивалентных «гармонических» двигателей будет иметь место режим короткого замыкания.

В обмотке ротора наводятся токи с частотой, кратной $6k$, поскольку частота вращения поля, например для 5-й гармоники, относительно ротора $5n_1 + n_1 = 6n_1$, а для 7-й гармоники $7n_1 - n_1 = 6n_1$.

В соответствии со схемой замещения (см. рис. VII.12) токи высших гармоник

$$I_{1v} = U_{1v} / \sqrt{(r_{1v} + r'_{2v}/s_v)^2 + (x_{1v} + x'_{2v})^2}.$$

Потери в меди обмоток статора и ротора от всех высших гармоник тока

$$\Delta P_{mv} = m_1 \left[\sum_{v=6k \pm 1}^{\infty} I_{1v}^2 r_{1v} + \sum_{6k}^{\infty} (I'_{2,6k})^2 r'_{2v} \right],$$

где $(I'_{2,6k})^2 = (I'_{2,6k-1})^2 + (I'_{2,6k+1})^2$.

Здесь принято во внимание, что в роторе создаются гармоники, кратные 6.

Для всех гармоник можно принять $s_v = 1$, что показано выше. Кроме того, можно принять одинаковыми токи в обмотках статора и

ротора (приведенные значения) $I_{1v} = I_{2v}$, поскольку для высших гармоник наличием контура намагничивания можно пренебречь. Сопротивления r_{1v} и r'_{2v} рассчитывают, определяя коэффициент Филда для каждой гармоники (см. с. 415). Индуктивные сопротивления определяют как $x_{1v} = vx_1 K_{1v}$ и $x'_{2v} = vx'_2 K_{2v}$. Коэффициенты K_{1v} и K_{2v} меньше единицы, поскольку вихревые токи в проводниках действуют, подобно замкнутой накоротко вторичной обмотке трансформатора, т. е. ослабляют магнитный поток, уменьшая индуктивность обмоток. Оценка коэффициентов K_{1v} и K_{2v} дана в примере расчета АТД (см. § 31.9). Поскольку индуктивные сопротивления обмоток значительно больше активных, особенно для высших гармоник, можно вычислить токи $I_{1v} = I_{2v}$, приняв $U_{1v} = U_1/v$, как

$$I_{1v} = I'_{2v} = U_1 / [v^2 (x_1 + x'_2)].$$

Таким образом, зная параметры схем замещения эквивалентных двигателей, можно определить добавочные потери от высших гармоник тока. Точность расчета определяется точностью расчета параметров схемы.

Высшие гармоники напряжения U_{1v} создают магнитные поля, обуславливающие также добавочные потери в стали АТД. Поскольку скольжение ротора по отношению к этим полям близко к единице, потери в стали будут иметь место и в роторе. Потери в стали можно определить исходя из известного соотношения

$$\Delta P_{cv} = \Delta P_{co} (B_v/B_1)^2 (f_v/f_1)^{1.5} (m_1 + m_2)/m_1,$$

где ΔP_{co} — основные потери в стали;

B_v, B_1 — индукции от потока высшей гармоники и от потока основной гармоники;

f_v, f_1 — частоты напряжений высшей гармоники и основной гармоники;

m_1, m_2 — массы стали статора и ротора.

Поскольку $B_v/B_1 = U_{1v}/U_1 = 1/v$, так как $U_{1v} = U_1/v$, а $f_v/f_1 = v$, то, суммируя потери от всех гармоник, получим

$$\Delta P_{cv} = \Delta P_{co} \frac{m_1 + m_2}{m_1} \sum_{v=5,7}^{\infty} v^{-2.7} \approx 0,022 \frac{m_1 + m_2}{m_1} \Delta P_{co}.$$

Если массы стали ротора и статора примерно равны, то потери в стали от высших гармоник напряжения составят около 4 % основных потерь в стали. Поскольку $m_1 > m_2$, то они будут еще меньше.

Из приведенного выше становится ясным, что основная доля добавочных потерь от высших гармоник связана с их токами, протекающими обмотки статора и ротора. Следовательно, наибольшее внимание должно быть обращено на расчет параметров эквивалентной схемы замещения.

Трудность точного расчета параметров связана с необходимостью учитывать насыщение стали и влияние эффекта вытеснения тока в стержнях обмоток при определении сопротивлений.

Помимо потерь в обмотках статора и ротора от высших временных гармоник тока, будут иметь место добавочные потери в обмотке статора от основной гармоники тока, причем они могут быть весьма зна-



Амплитуда пульсации для зубцов ротора

$$B_{п2} = \frac{\gamma \delta}{2t_2} B_{22},$$

$$\text{где } \gamma = \frac{(b_{ш}'/\delta)^2}{5 + b_{ш}'/\delta};$$

$$b_{ш}' - \text{расчетная ширина раскрытия паза: } b_{ш}' = \frac{b_n}{3} \left(1 + \frac{0,5 t_1}{t_1 b_n + \Delta} \right).$$

(Значение коэффициента Δ в зависимости от $b_n/\delta = 4 \div 6$ находится в пределах 2—2,4.)

Добавочные потери при нагрузке связаны с потоками рассеяния от токов обмоток, пульсацией индукции в воздушном зазоре из-за ступенчатой формы распределения м. д. с. обмоток. Расчет добавочных потерь этого вида весьма сложен и используется обычно для очень крупных машин. Для упрощенных расчетов согласно рекомендации ГОСТ 11828—75 можно их учесть для машин переменного тока как $\Delta P_{д.ном} = 0,005 P_1$ (здесь P_1 — мощность, подведенная к двигателю).

§ 30.3. Особенности конструкции АТД

Особенности конструкции АТД связаны со спецификой тягового привода, требованиями к исполнению тяговых двигателей, их установкой на э. п. с. и с питанием АТД от преобразователя частоты. Ниже приведен ряд соображений, касающихся отдельных элементов и узлов АТД.

Остов асинхронного тягового двигателя. Корпус должен быть всегда круглым с элементами крепления тягового двигателя на раме тележки. Поскольку корпус не выполняет роль магнитопровода, он в принципе может быть выполнен на базе алюминиевого сплава с армированием сталью мест крепления, прессовых посадок и придания жесткости остову в целом. Корпус может быть сварным. Во всех случаях желательны ребра жесткости.

Охлаждение АТД. Для АТД должна быть сохранена осевая вентиляция. Она достаточно эффективна при короткой длине активной части статора. В перспективе может оказаться целесообразным применение тепловых трубок, отводящих тепло от мест концентрации температур.

Пазы статора. Для статора АТД приемлемы только прямоугольные открытые пазы, поскольку тяговые двигатели мощностью менее 100 кВт не применяются. Для уменьшения добавочных потерь и тока холостого хода целесообразно использование для пазов статора магнитных клиньев. В настоящее время имеются прессованные из порошка прочные магнитные материалы с магнитной проницаемостью в несколько раз больше проницаемости воздуха. Использование магнитных клиньев равноценно сокращению открытия паза, что приводит к уменьшению пульсаций индукции на поверхности ротора и сокращению потерь от них. Заметно уменьшится также коэффициент воздушного зазора по той же причине, а следовательно, и намагничивающий ток статорной обмотки.

Обмотка статора. Опыт проектирования АТД показывает, что потери в статорной обмотке могут быть весьма значительными из-за увеличения сопротивления, обусловленного эффектом вытеснения тока

в стержнях обмотки. Это связано прежде всего с повышенной частотой питающего напряжения. В расчетном режиме частота для АТД редко бывает ниже 50 Гц, а в режиме конструкционной скорости она может быть увеличена до 100—140 Гц.

Снижение потерь в обмотке из-за эффекта вытеснения тока в проводниках достигается главным образом путем выбора рационального сечения проводника и расположения его в пазу. Для АТД целесообразно располагать проводники в пазу «плашмя», т. е. меньший размер его должен быть обращен к стенке паза, причем этот размер не должен превышать 2—3 мм.

Для электровозных АТД это условие потребует иметь в обмотке статора параллельные цепи. Возможно выполнение обмотки с параллельными фазными группами или без параллельных фазных групп, но с параллельными стержнями в каждом витке. В последнем случае параллельное соединение стержней достигается сваркой их выводов для каждой катушки. Такое соединение обмотки выполнено у асинхронного тягового двигателя НБ-602. При этом могут возникнуть циркуляционные токи в стержнях катушки из-за различия преимущественно индуктивных сопротивлений отдельных стержней.

Обмотка ротора. При частотном регулировании АТД пусковой момент по условию устойчивости может быть весьма значительным и ограничен в основном нагреванием токами статорной и роторной обмоток. По этой причине нет необходимости принимать меры к повышению пускового момента путем увеличения сопротивления роторной обмотки. Нет надобности с целью увеличения пускового момента применять в роторе проводники повышенного сопротивления или использовать эффект вытеснения тока. Это обстоятельство должно быть принято к сведению.

Второе обстоятельство, которое необходимо учесть при выборе конструкции роторной обмотки, связано с требованием надежного закрепления роторной обмотки, обеспечивающее длительную работу в условиях значительных перепадов температур. Возможны пуски АТД при температуре окружающего воздуха —60 °С и нагрев стержней ротора за короткое время до температуры 100—150 °С. Перепады температур между разными элементами конструкции ротора могут вызвать значительные температурные напряжения в них.

Наконец, требуется иметь плотное прилегание стержней ротора к стали магнитопровода для улучшения теплоотвода, которое должно сохраняться на весь срок работы АТД. Иными словами, стержень должен быть упруго заклинен в пазу.

Для асинхронных двигателей мощностью до 300 кВт обычно используют метод изготовления роторной обмотки заливкой магнитопровода алюминиевым сплавом. Детальное исследование стержней ротора, выполненных по такой технологии, показывает, что в них имеются поры и другие неоднородности сечения, из-за чего можно ожидать заметного разброса в значениях сопротивления роторной обмотки. Для индивидуального обособленного привода это не имеет большого значения. Для многодвигательного привода на «общий вал», каким является тяговый электрический привод, это может привести к ощутим-

тому перераспределению нагрузок между отдельными тяговыми двигателями.

Из приведенного выше следует, что возможность применения алюминиевой заливки роторов даже для асинхронных тяговых двигателей электропоездов (мощностью 150—300 кВт) должна быть дополнительно изучена и экспериментально проверена.

Применение алюминиевых стержней предварительно опрессованных может оказаться полезным для всех тяговых двигателей, в том числе и для мощных электровозных. К этому имеются следующие предпосылки. Удельное сопротивление алюминия в 1,7 раза больше сопротивления меди, но имеются возможности увеличить сечение стержней на роторе в 1,7 раза, поскольку у ранее использованных двигателей постоянного тока на роторах закладывался объем меди, значительно превышающий объем меди асинхронных двигателей с тем же диаметром ротора. Иными словами, м. д. с. обмотки ротора асинхронных двигателей обычно значительно меньше м. д. с. обмотки якоря двигателей постоянного тока.

Таким образом, при использовании алюминия основные потери в роторной обмотке могут быть сохранены на приемлемом уровне. Кстати, они составляют около 15—20 % всех потерь АТД.

Потери от высших гармоник в обмотке ротора, как правило, заметно выше, чем в обмотке статора, хотя токи и сопротивления (приведенные к обмотке статора) примерно одинаковы. Это объясняется увеличенными коэффициентами Филда для роторных стержней. Чтобы ослабить эффект вытеснения тока, надо по возможности увеличить сечение стержня в верхней части, сохраняя другие, перечисленные выше требования к роторной обмотке. С учетом приведенных выше соображений можно рекомендовать формы пазов роторных стержней, показанные на рис. VII.15.

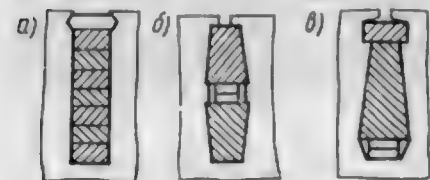


Рис. VII.15. Формы пазов для роторной обмотки

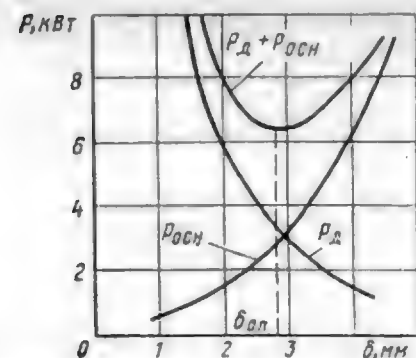


Рис. VII.16. К выбору оптимального воздушного зазора

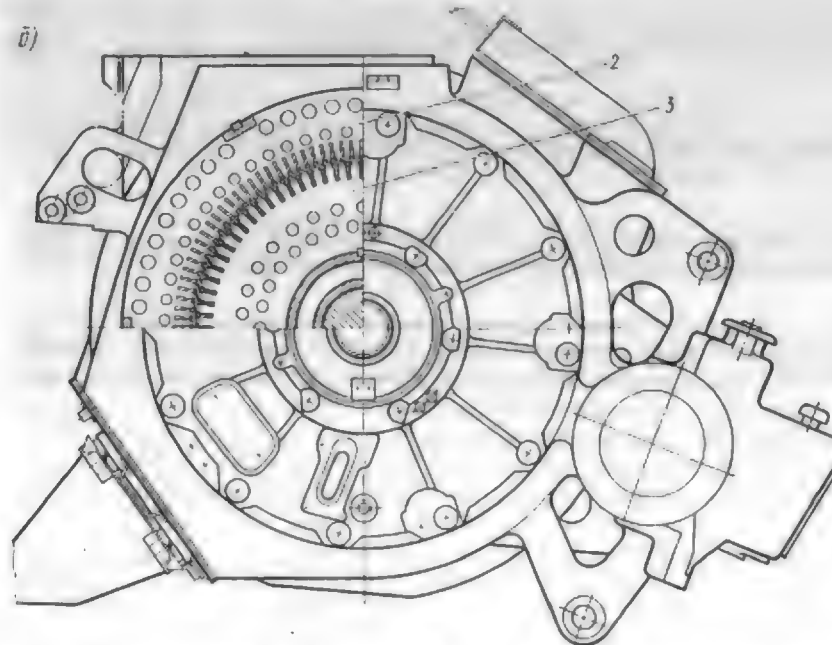
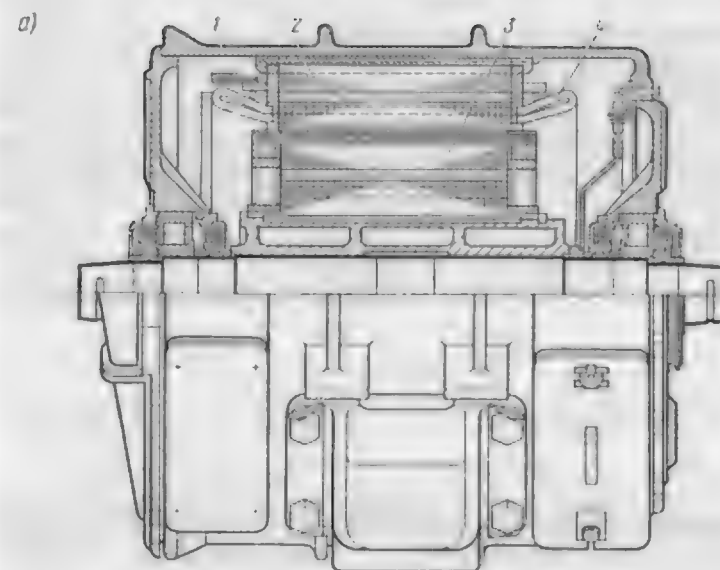


Рис. VII.17. Продольный (а) и поперечный (б) разрезы асинхронного тягового двигателя:

1 — статор; 2 — магнитопровод статора; 3 — магнитопровод ротора; 4 — обмотка статора

заметному увеличению эффекта вытеснения тока. Стержни по рис. VII.15, а наиболее благоприятны для уменьшения потерь от высших гармоник тока. Однако такая обмотка менее технологична, при ее применении увеличивается магнитное сопротивление прохождения основного магнитного потока.

Воздушный зазор. С уменьшением воздушного зазора уменьшается ток намагничивания и возрастает коэффициент мощности тягового двигателя, но в кратности, меньшей, чем кратность уменьшения зазора, так как м. д. с. на зазор составляет лишь часть суммарной м. д. с. Кроме того, при уменьшении зазора растет коэффициент воздушного зазора. С уменьшением тока намагничивания уменьшаются потери холостого хода. Однако при этом возрастают потери от пространственных гармоник поля.

Таким образом можно выбрать воздушный зазор, отвечающий минимуму суммарных потерь. Это отражено на рис. VII.16 (расчеты выполнены для тягового двигателя ИБ-602), из которого следует, что минимуму потерь соответствует зазор 2,5—3 мм. Дополнительно должно быть учтено влияние изменения зазора на коэффициент мощности.

Выше представлены основные особенности конструкции АТД. Общий вид выполненного асинхронного тягового двигателя поясняется рис. VII.17.

Надо заметить, что элементы конструкции АТД еще отрабатываются и в перспективе возможны новые решения.

Глава 31. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ РАСЧЕТ АСИНХРОННЫХ ТЯГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 31.1. Исходные условия для проектирования и порядок выполнения электромагнитных расчетов

В настоящей главе содержится материал, касающийся в основном электромагнитных расчетов АТД. Такая направленность изложения связана с тем, что при электромагнитном расчете, во-первых, выявляются основное очертание машины и конструкция ее важнейших элементов, во-вторых, на стадии электромагнитных расчетов учитываются основные специфические вопросы, касающиеся условий работы и особенностей протекания процессов при частотном регулировании АТД.

Механические, прочностные расчеты, выбор элементов крепления тягового двигателя на раме, расчет подшипников и других узлов могут быть выполнены или на базе расчетов коллекторных тяговых двигателей, или с учетом имеющейся литературы по проектированию общепромышленных асинхронных двигателей.

В главах 28—30 отмечена существенная специфика работы АТД, отличающая их как от тяговых двигателей постоянного тока, так и от асинхронных нерегулируемых двигателей общепромышленного использования. Эта специфика должна быть учтена уже в техническом

задании на проектирование АТД и заложена в исходные данные для выполнения электромагнитных расчетов.

Прежде всего, как обычно, перед выполнением электромагнитных расчетов следует выбрать конструкцию редуктора и рассчитать его параметры. Для этого можно воспользоваться данными § 6.3, относящимися к проектированию тяговых двигателей постоянного тока. Основная идея — выбор наибольшего передаточного числа редуктора из возможных значений — сохраняется для любых тяговых двигателей.

Для коллекторных тяговых двигателей выбор числа полюсов выполняется только из соображений оптимальности их конструкции, в основном по условиям токоотвода. Для АТД число полюсов определяет выходную частоту инвертора. Требованиям по оптимальности проектирования инвертора может быть отдано предпочтение. В этом случае частота тока статора АТД должна быть задана. Обычно задается и ее верхний предел. Инверторы, как правило, выигрывают от снижения рабочих частот.

Выбор напряжения на тяговом двигателе, если это возможно, например, для э. п. с. переменного тока, также должен быть согласован с условиями оптимального проектирования инвертора, в частности, с классом и токовой нагрузкой тиристоров, планируемых для использования в инверторе.

На основании изложенного выше исходные параметры для проектирования АТД должны быть следующими:

1. Род работы АТД (электровоз, электропоезд).
2. Номинальная мощность $P_{ном}$, кВт.
3. Номинальная скорость движения электровоза (электропоезда) $v_{ном}$, км/ч.
4. Конструкционная скорость движения $v_{мах}$, км/ч.
5. Номинальное линейное напряжение на контактах $U_{л ном}$, В.
6. Максимальное напряжение на контактах $U_{л max}$, В.
7. Наибольшая частота тока статора $f_{1 max}$, Гц.
8. Масса двигателя, не более, кг.
9. Коэффициент полезного действия, не менее.
10. Коэффициент мощности, не менее.

Пункты 5—7 должны быть увязаны с разработчиками преобразователя и его системой управления, пп. 8, 9 должны быть согласованы с заказчиком, в том числе и после выполнения проектирования.

В основу расчета АТД, питаемого от преобразователя частоты, положена идея, согласно которой основной электромагнитный момент создается первыми гармониками тока и магнитного потока, поэтому расчет ведется по первым гармоникам входного напряжения и тока. Влияние высших гармоник тока учитывается отдельно при расчете потерь, коэффициента мощности и переменной составляющей момента. Для того чтобы знать, каким током нагружаются тиристоры преобразователя, полезно располагать соотношениями между входными параметрами инвертора (постоянными составляющими напряжения U_d и тока I_d) и выходными его параметрами (первыми гармониками фазных напряжения U_1 и тока I_1). Эти соотношения могут быть получены, если пренебречь потерями в преобразователе. Тогда $U_d I_d = 3 U_1 I_1 \times$

$\times \cos \varphi_1$. Для инвертора напряжения $I_d = 1,35 I_1 \cos \varphi_1$ и $U_d = 2,22 U_1$, для инвертора тока $I_d = 1,35 I_1$ и $U_d = 3 U_1 \cos \varphi_1 / 1,35$.

Электромагнитные расчеты целесообразно выполнять в следующем порядке:

- 1) определение главных размеров двигателя (диаметра расточки статора D_1 и активной его длины l_1);
- 2) расчет активного слоя статора;
- 3) расчет активного слоя ротора;
- 4) расчеты магнитной цепи и магнитной характеристики;
- 5) определение активных и индуктивных сопротивлений статорной обмотки;
- 6) расчет потерь и к.п. д.;
- 7) определение превышения температуры обмотки статора над охлаждающим воздухом.

§ 31.2. Определение главных размеров, диаметра расточки статора и его активной длины

Выбор параметров редуктора и расчет его передаточного числа. Эту часть проектирования АТД необходимо выполнить перед началом электромагнитных расчетов. В исходных данных для проектирования, как правило, дается лишь расчетная мощность, но не приводится частота вращения. По этой причине момент неизвестен, что делает электромагнитный расчет неопределенным, поскольку габаритные размеры машины определяются преимущественно не мощностью, а моментом.

Выбор параметров редуктора для АТД и расчет его передаточного числа следует выполнять, руководствуясь рекомендациями § 6.3. Передаточное число должно быть наибольшим из возможных по условиям вписывания редуктора и тягового двигателя в габариты, ограниченные размерами колеса и тележки. Этому случаю будут соответствовать наибольшая расчетная частота вращения, наименьший расчетный момент и соответственно наименьшие габаритные размеры АТД для заданной мощности.

Для коллекторных тяговых двигателей увеличение передаточного числа ограничено не только диаметром колеса и механической прочностью элементов редуктора, но и условиями токосяема. Для АТД это последнее ограничение отпадает. Однако может оказаться, что увеличенное передаточное число, выбранное по условиям прочности элементов редуктора, приведет к такому уменьшению межцентрового расстояния зубчатых колес (централи), при котором тяговый двигатель заданной мощности не может быть вписан в обозначенные габариты, поскольку централь довольно жестко определяет диаметр расточки статора. После выбора параметров зубчатой передачи нужно определить централь и обозначить тем самым ограничение радиальных размеров машины.

Передаточное отношение может быть ограничено сверху предельной частотой вращения ротора по моторно-якорным подшипникам. Для расчета передаточного отношения μ , выбора модуля зубчатых

шестерен m_s и числа зубьев Z_n и Z_m следует воспользоваться рекомендацией § 6.3. Далее определяется централь:

$$\mathcal{C} = m_s (Z_n + Z_m) / 2 + 0,4 m_s.$$

Расчет активной длины статора. При расчете активной длины статора (или ширины пакета стали магнитопровода статора) нельзя использовать рекомендации, принятые при проектировании асинхронных двигателей общепромышленного назначения, поскольку исходные условия для их проектирования другие. Для тягового привода характерны прежде всего наличие жесткого ограничения осевого габарита тягового двигателя, а также использование только осевой вентиляции.

Для тяговых двигателей всех типов оптимума по выбору активной длины якоря (статора) l_1 не существует. Необходимо выбирать наибольший размер l_1 при заданном осевом межколесном габарите. В правильности такой установки нетрудно убедиться простым рассуждением. При ширине колес 1520 мм с учетом размещения редуктора на осевой размер тягового двигателя остается около 1 м. Положим, что предельный размер l_1 получен 0,4 м. Если сократить его до 0,3 м, то момент уменьшится на 25 % при тех же индукциях в воздушном зазоре, а масса машины сократится всего на 8—10 %.

Предварительно размер l_1 можно определить, приняв осевой размер электровозного тягового двигателя равным 1 м, сохраняя конфигурацию входных и выходных отверстий для вентилирующего воздуха такими же, как и у двигателей постоянного тока. Размеры элементов обмотки статора можно выбрать, используя рекомендации (см. с. 203), без учета размеров коллектора. Для расчета лобовых вылетов l_d необходимо хотя бы предварительно наметить диаметр расточки статора D_1 . Для этой цели следует принять $D_1 = (1,2 \div 1) \mathcal{C}$.

Размер l_1 для асинхронных тяговых двигателей будет больше, чем для коллекторных тяговых двигателей постоянного тока, примерно на осевой размер коллектора (80—100 мм).

Для АТД электропоездов размер l_1 составляет обычно $l_1 = 300 \div 350$ мм из-за необходимости размещения муфты между двигателем и редуктором.

Расчет диаметра расточки статора. По определенному значению централи $\mathcal{C}$ можно найти максимальный внутренний диаметр остова:

$$D_j = 2 [\mathcal{C} - (0,5 D_{\text{вн}} + h_j)],$$

где $D_{\text{вн}}$ — 235 мм — наружный диаметр вкладышей моторно-осевых подшипников;

$h_j = 20 \div 25$ мм — толщина остова для электровозных АТД.

Диаметр расточки статора (внутренний диаметр статора) можно принять предварительно:

$$\begin{array}{cccc} 2p \dots & 4 & 6 & 8 \\ D_1 \dots & (0,55 \div 0,65) D_j & (0,65 \div 0,675) D_j & (0,7 \div 0,8) D_j \end{array}$$

Определенный таким образом наибольший диаметр D_1 следует проверить по условию выбора оптимальных электромагнитных нагрузок.

При заданной частоте вращения n или угловой скорости $\Omega = 2\pi n$ и ранее определенном размере I_1 диаметр якоря может быть вычислен из выражения для мощности

$$P' = \frac{\pi}{2} \alpha AB_\delta K_B \Omega (I_1 D_1^2),$$

где α — коэффициент полюсного перекрытия ($\alpha = 0,64 \div 0,66$);
 A — линейная нагрузка, А/м;
 B_δ — расчетная индукция в воздушном зазоре, Тл;
 $K_B = 1,05 \div 1,1$ — коэффициент формы поля.

Для асинхронных двигателей расчетная мощность

$$P' = P_{ном} K_E / (\eta \cos \varphi),$$

где $K_E = E_1 / U_1 = 0,96 \div 0,98$;
 $\eta = 0,88 \div 0,9$ — для электропоезда; $\eta = 0,93 \div 0,94$ — для электрова-
 за;
 $\cos \varphi = 0,8 \div 0,84$ при $2p = 8$; $\cos \varphi = 0,87 \div 0,9$ при $2p = 6 \div 4$.

Параметры электромагнитных нагрузок обычно выбираются на основе обобщения длительного опыта проектирования электрических машин данного типа. Воспользоваться опытом проектирования асинхронных двигателей промышленного применения трудно, так как их назначение и условие работы существенно отличаются от таковых для АТД. Использовать в полной мере опыт проектирования коллекторных тяговых двигателей тоже затруднительно из-за отличий в специфике работы АТД. Однако можно рекомендовать выбор значений A и B_δ , близких к их значениям для тяговых коллекторных машин, так как условия теплоотвода для них и для АТД примерно одинаковы. При этом надо учесть следующее: индукции B_δ можно взять несколько меньшими, чем принято для тяговых двигателей постоянного тока, с тем, чтобы не вызвать значительного увеличения тока намагничивания.

Линейные нагрузки можно принять, наоборот, несколько большими, что диктуется лучшими условиями отвода тепла от обмотки, расположенной на статоре, и меньшим подогревом статора со стороны ротора.

С учетом сказанного для предварительных расчетов, в частности для расчета диаметра статора, можно принимать значения A и B_δ в соответствии с кривыми рис. V.2 и V.3, введя указанные выше коррективы.

Диаметр расточки статора D_1 , найденный по допустимым нагрузкам B_δ и A , не должен быть выше его значения, определенного по значению централи. Если он оказался существенно меньше, то на этом размере и следует остановиться. Если он превышает возможности вписывания по централи, то следует уменьшить передаточное отношение и тем самым увеличить централь до требуемого значения.

§ 31.3. Расчет активного слоя статора

Приступая к расчету активного слоя статора, нужно принять во внимание два обстоятельства.

1. Условия размещения обмотки якоря на статоре более благоприятны, чем на роторе. Стремление углубить токовый слой на роторе приводит к сужению устья зубца. При этом увеличиваются потери в зубцах и магнитное напряжение зубцового слоя, что ограничивает размеры токового слоя. На статоре углубление токового слоя, наоборот, приводит к уменьшению расчетной индукции зубцов, снижая потери и напряжение зубцового слоя.

2. Для АТД, питаемого инвертором тока, желательно иметь по возможности меньшую индуктивность статорной обмотки от потоков рассеяния, поскольку эта индуктивность входит в контур коммутации силовых тиристоров инвертора, что требует увеличения массы коммутирующих конденсаторов. Это требование не предъявляется к АТД, питаемому от инвертора напряжения. Увеличенное индуктивное сопротивление в этом случае приводит лишь к некоторому снижению коэффициента мощности тягового двигателя. Для обоих случаев питания АТД требования, предъявляемые к нему по значению проводимости от потока рассеяния, менее жесткие, чем у тяговых двигателей постоянного тока, где эта проводимость определяет значение реактивной э. д. с. и коммутационную напряженность машины.

Оба приведенных обстоятельства, а также возможность лучшего теплоотвода позволяют у АТД несколько развить активный слой статора и увеличить линейную нагрузку.

Расчет фазного тока I_1 статора. Фазный ток вычисляется из выражения для заданной мощности на валу тягового двигателя при известном фазном напряжении: $P_2 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1 \eta$.

Коэффициент мощности для первой гармоники принимается $\cos \varphi_1 = 0,86 \div 0,9$ при $2p = 6 \div 4$ и $\cos \varphi_1 = 0,8 \div 0,85$ при $2p = 8$.

К. п. д. можно принять равным $\eta = 0,94 \div 0,95$ для электровозных АТД и $\eta = 0,88 \div 0,9$ — для АТД электропоезда.

Выбор числа пазов статора. Так как число пазов статора $Z_1 = 2p m_1 q$ (здесь m_1 — число фаз обмотки), то варьировать можно при выборе числа Z_1 только числом пазов q на полюс и фазу при ранее выбранном числе $2p$. С увеличением q уменьшается индуктивное сопротивление статорной обмотки, что благоприятно. Однако увеличение числа пазов приводит к ухудшению заполнения паза.

Рекомендуется наметить число пазов по значению наименьшего пазового давления $t_1 = 20 \div 25$ мм, вычислив его как $Z_{min} = \pi D_1 / t_1$ и далее откорректировать его с учетом равенства $Z_1 = 2p m_1 q$, выбрав число q целым. Обычно значение $q = 3 \div 6$.

Выбор типа обмотки статора и расчет ее параметров. Для всех асинхронных тяговых двигателей следует принимать двухслойную обмотку с проводом прямоугольного сечения, укладываемым в прямоугольные открытые пазы. Число проводников в пазу из-за двухслойной обмотки должно быть четным.

Рассчитаем вначале общее число проводников обмотки статора в предположении, что проводники обтекаются полным фазным током, т. е. параллельные соединения в обмотке отсутствуют.

При известных диаметре D_1 , активной длине l_1 и выбранной индукции в воздушном зазоре B_δ магнитный поток

$$\Phi = \tau l_1 B_\delta \alpha = \pi D_1 l_1 B_\delta \alpha / (2p).$$

Можно принять $B_\delta = 1,0 \div 0,9$ Тл и $\alpha = 0,64 \div 0,68$.

По известному магнитному потоку следует определить число последовательно соединенных витков ω_1 в фазе обмотки из выражения $E_1 = 4 K_\alpha f_1 \omega_1 K_{об1} \Phi$. Можно принять коэффициенты $K_\alpha = 1,08$ и $K_{об1} = 0,925$.

Э. д. с. E_1 , как уже указывалось, следует принять равной $0,97 U_1$.

Число проводников в пазу

$$N_z = N_1 / Z_1 = 6 \omega_1 / Z_1,$$

где N_1 — общее число проводников статорной обмотки.

Число проводников в пазу должно быть четное. Для достижения этого потребуется либо скорректировать значение ω_1 некоторым изменением индукции B_δ , либо откорректировать число пазов Z_1 путем изменения числа пазов на полюс и фазу q .

Окончательно установив значения Z_1 и q , можно найти обмоточный коэффициент для первой гармоники поля:

$$K_{об1} = K_{p1} K_{y1},$$

где K_{p1} — коэффициент распределения: $K_{p1} = \sin \frac{\pi}{m_1} / \left(q \sin \frac{\pi}{m_1 q} \right)$;

K_{y1} — коэффициент укорочения: $K_{y1} = \sin \frac{\pi \beta}{2}$.

Укорочение в пазовых делениях $\beta = y_n / \tau_n$ и составляет обычно $0,8—0,83$. Число пазов в полюсном делении $\tau_n = Z_1 / (2p)$; y_n — шаг обмотки в пазовых делениях.

При проектировании АТД могут понадобиться значения обмоточного коэффициента для высших пространственных гармоник поля. Для этого случая:

$$K_{pv} = \sin \frac{\pi v}{m_1} / \left(q \sin \frac{\pi v}{m_1 q} \right); K_{yv} = \pi \beta v / 2.$$

Для всех высших временных гармоник напряжения обмоточный коэффициент равен обмоточному коэффициенту первой пространственной гармоники.

Выбор размеров паза статора. Для АТД паз следует принимать прямоугольным. Для наметки размеров паза рекомендуется выполнить эскиз его на участке пазового деления, руководствуясь следующим. В масштабе $1 : 1$ вычерчивают зону магнитопровода статора, занимаемую пазовым делением $t_1 = \pi D_1 / Z_1$. Затем откладывают ширину паза $b_{п1} = (0,4 \div 0,5) t_1$ и наносят границы паза так, чтобы высота его $h_{п1} = (4 \div 5) b_{п1}$ (здесь $b_{п1}$ — ширина паза). Это сугубо предварительная наметка размеров паза, но она полезна для дальнейших расчетов.

Размеры паза определяются сечением всех проводников, которые следует заложить в паз. Для расчета сечения проводников требуется выбрать плотность тока, которая определяет тепловое состояние машины и может быть вычислена по значению теплового фактора Aj . Тепловой фактор для АТД можно принять в соответствии с данными, приведенными на с. 197, увеличив его значение на 10 %. По мере накопления опыта проектирования АТД значения Aj будут уточняться.

После вычисления линейной нагрузки $A_1 = I_1 \cdot 6 \omega_1 / (\pi D_1)$ можно определить плотность тока $j_1 = (Aj) / A_1$, а потом площадь сечения проводника $q_1 = I_1 / j_1$. Затем следует выбрать ширину проводника $b = b_{п1} - 2\Delta$ (здесь Δ — толщина корпусной изоляции на одну сторону) и его высоту $a = q_1 / b$.

Далее нужно решить вопрос о разделении проводника по высоте и выборе параллельных соединений обмотки. Как уже отмечалось, высота проводника не должна быть более 2—3 мм.

Выполнив разделение проводника, уточняют его размеры a и b (соответственно высота и ширина разделенного проводника) в соответствии со стандартным рядом по ГОСТ 434—78.

Изоляция паза статора. Корпусную изоляцию катушек статорной обмотки выбирают исходя из значения линейного напряжения. Для выбора числа слоев и типа изоляционной ленты можно воспользоваться данными, приведенными на с. 212. Выбор изоляции паза выполнен в примере электромагнитного расчета АТД.

§ 31.4. Расчет активного слоя ротора

Для асинхронных тяговых двигателей приемлемы только короткое замкнутые обмотки роторов. При выборе конструкции роторной обмотки и формы роторных стержней нужно руководствоваться соображениями, изложенными в § 30.3.

Выбор числа пазов ротора. Для асинхронных двигателей, не регулируемых по частоте, требуются вполне определенные соотношения между числом пазов статора Z_1 и числом пазов ротора Z_2 . Несоблюдение этих соотношений может привести к существенному снижению момента от действия 5-й и 7-й пространственных гармоник поля в процессе пуска. При значительном тормозном моменте пуск может не осуществиться. При частотном регулировании АТД эта опасность устраняется и достаточно жесткие ограничения на выбор числа пазов Z_2 снимаются.

Выбор значения Z_2 для АТД определяется в основном технологией изготовления стержней роторной обмотки. Целесообразно выбрать Z_2 несколько меньшим Z_1 . Надо иметь в виду, что значительное увеличение числа пазов Z_2 при одинаковых м. д. с. ротора приведет к существенному увеличению отношения высоты паза к его ширине, а следовательно, к росту пазового потока рассеяния.

Выбор формы пазов ротора и сечения стержней ротора. Прежде всего надлежит выбрать сечение стержня ротора. Для этого следует из

выражения $M_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} p m_1 \omega_1 K_{\sigma\delta 1} \Phi I_2' \cos \varphi_2$ вычислить приведенное значение тока роторной обмотки I_2' .

Значения ω_1 , $K_{\sigma\delta 1}$ и Φ должны быть взяты уточненными по результатам вышеприведенных расчетов. Значение $\cos \varphi_2$ пока не установлено, поскольку не рассчитаны активное и индуктивное сопротивления роторной обмотки. Однако без большой погрешности можно принять $\cos \varphi_2 = 0,99$ для расчетного режима.

Электромагнитный момент M_2 может быть вычислен исходя из того, что механическая мощность, подведенная к ротору, равна примерно $1,02 P_{\text{ном}}$ (здесь $P_{\text{ном}}$ — расчетная мощность на валу). Следовательно, $M_2 = 1,02 P_{\text{ном}} \cdot 974 / n_{\text{ном}}$. Коэффициент 1,02 учитывает увеличение механической мощности, подведенной к ротору, по сравнению с мощностью на валу из-за механических и добавочных потерь в роторе при синусоидальном токе питания его.

Приближенность вычисления момента M_2 в данном случае не имеет значения, поскольку речь идет о вычислении сечения стержня ротора, где ошибка 0,5 % несущественна. После определения параметров роторной обмотки электромагнитный момент может быть уточнен.

Ток стержня I_2 определяется по току I_2' :

$$I_2 = (6\omega_1 K_{\sigma\delta 1} / Z_2) I_2',$$

где $6\omega_1 K_{\sigma\delta 1} / Z_2$ — коэффициент приведения параметров короткозамкнутой обмотки ротора к трехфазной обмотке статора.

Обычно [82] рекомендуется ток I_2' определять по коэффициенту K_I , учитывающему соотношение между токами в обмотках статора I_1 и ротора I_2' как $I_2' = K_I I_1$, причем значение K_I приводится в виде кривой в зависимости от предполагаемого коэффициента мощности. Однако эта зависимость обобщает в основном опыт проектирования машин малой и средней мощности, поэтому лучше использовать первый приведенный выше прием для определения тока I_2 .

Ток стержня ротора I_2 можно определить и из приближенной формулы $P_{\text{ном}} \approx Z_2 I_2 U_1 \omega_2 \eta / (\omega_1 K_{\sigma\delta 1})$, где принято, что расчетная мощность $P_{\text{ном}}$ примерно равна мощности, передаваемой ротору.

Площадь сечения стержня ротора $q_2 = I_2 / j_2$ (здесь j_2 — плотность тока в стержне). Для медных стержней можно ориентироваться на значения $j_2 = 6 \div 8$ А/мм², для алюминиевых стержней $j_2 = 4 \div 6$ А/мм².

Форма стержней ротора должна быть выбрана в соответствии с рекомендациями § 30.3. Причем для предварительной наметки формы и размеров стержня может быть использован тот же прием, который был предложен для выбора размеров паза статора (см. § 31.2).

На эскизе в пределах пазового деления нужно наметить размеры паза, отвечающие рассчитанному сечению q_2 . Для прямоугольных пазов ротора, так же как и для пазов статора, желательно предусмотреть магнитные клинья. Для полузакрытых пазов с целью уменьшения пульсационных потерь и увеличения коэффициента воздушного зазора ширину шлица выбирают $b_{\text{ш}} = (0,1 \div 0,2) \cdot t_2$.

Используя один из вариантов конструкции стержней ротора (см. рис. VII.15), можно выбрать конструкцию элементов расклинивания стержней. Варианты конструкции короткозамыкающих колец должны быть выбраны с учетом соображений, изложенных в § 30.3, обеспечивая при этом приемлемое увеличение сопротивления роторной обмотки.

Ток короткозамыкающего кольца $I_k = I_2 / (2 \sin \frac{\pi p}{2})$.

Площадь сечения короткозамыкающих колец выбирают такой, чтобы плотность тока в них составляла 0,6—0,8 от плотности тока в стержнях ротора. В этом случае короткозамыкающие кольца будут отводить тепло от стержней, что целесообразно при осевой вентиляции.

§ 31.5. Расчет активных и индуктивных сопротивлений обмоток статора и ротора. Расчет частоты тока ротора

Расчет сопротивлений обмоток АД не имеет отличий по сравнению с асинхронными двигателями общепромышленного назначения, поэтому он вынесен в пример расчета АД (см. главу 32). Расчет сводится к точному определению размеров проводников и определению активных и индуктивных сопротивлений по общеизвестным рекомендациям [82].

Асинхронный частотнорегулируемый привод, как правило, не предъявляет каких-либо дополнительных требований к значениям активных и индуктивных сопротивлений. Они должны быть по возможности меньшими, насколько это позволяют выбранные габаритные размеры машины и условия теплоотвода, что обеспечит наибольший к. п. д. и более высокий коэффициент мощности. Более того, у регулируемых по частоте асинхронных двигателей некоторые ограничения по сопротивлениям обмоток снимаются.

В расчетном режиме электромагнитный момент не зависит от сопротивления ротора как для нерегулируемых, так и для регулируемых двигателей. Сопротивление ротора лишь определяет необходимое скольжение и потери в роторной обмотке. В режиме пуска сопротивление ротора для нерегулируемых двигателей обуславливает пусковой момент. Для регулируемых по частоте двигателей это ограничение отпадает. Большой пусковой момент может быть у них реализован при скольжении малом сопротивлении роторной обмотки.

Индуктивные сопротивления желательно выбирать наименьшими из возможных, не только стремясь повысить коэффициент мощности, но также по условию необходимого запаса по статической устойчивости. Для регулируемых по частоте асинхронных двигателей при использовании инвертора тока особенно необходимо иметь меньшее индуктивное сопротивление статора, поскольку оно входит в контур коммутации, определяя массу коммутирующих конденсаторов и уровень перенапряжений на статорной обмотке.

Однако возможности уменьшения x_1 ограничены при оптимальном проектировании и относительное значение этого сопротивления x_1' сравнительно мало зависит от мощности в пределах 150—1000 кВт.

Оно связано с электромагнитными нагрузками выражением $x_1^* = KA/B_\delta$ (здесь K — коэффициент пропорциональности). Значительное увеличение линейной нагрузки A и уменьшение индукции B_δ могут с целью снижения x_1^* быть нежелательны из-за увеличения потерь.

Помимо расчета индуктивных сопротивлений статорной и роторной обмоток, от потока рассеяния следует вычислить коэффициенты самоиндукции L , им соответствующие, поскольку они не зависят от режима работы. Коэффициенты самоиндукции могут быть вычислены по значению сопротивлений x_1 и $x_{2\delta}$ для расчетного режима из выражений $x_1 = 2\pi f_1 L_{1\delta}$ и $x_{2\delta} = 2\pi f_2 L_{2\delta}$.

Располагая значениями активных и индуктивных сопротивлений, можно вычислить частоту тока ротора f_2 и значение $\cos \psi_2$ для номинального режима. Частота f_2 при известном магнитном потоке однозначно определяет ток ротора, а следовательно, и электромагнитный момент двигателя, поэтому ее целесообразно определить из выражения (VII.11).

Магнитный поток Φ следует предварительно уточнить по установленным ранее параметрам обмотки из выражения

$$E_1 = 0,96 U_{1\text{ном}} = 4K_n f_1 \omega_1 K_{\text{об1}} \Phi.$$

Определив частоту f_2 , находят $\cos \psi_2 = r_2 / \sqrt{r_2^2 + (2\pi f_2 L_{2\delta})^2}$.

§ 31.6. Расчет магнитной цепи

Расчет магнитной цепи сводится, как обычно, к определению м. д. с., требующейся для создания заданного магнитного потока в конкретном магнитопроводе машины. Принципы ее расчета одинаковы для всех электрических машин. Однако имеют место следующие особенности и отличия применительно к асинхронным тяговым двигателям по сравнению с двигателями постоянного тока.

1. Воздушный зазор у АТД равномерный и обмотка равномерно распределенная, поэтому форма кривой распределения индукции зависит только от насыщения зубцово-зона машины. При малом насыщении распределение индукции будет близким к синусоидальному и коэффициент полюсного перекрытия $\alpha = 0,637$. По мере увеличения насыщения коэффициент α растет и может быть $\alpha = 0,75$. При этом изменяется и коэффициент формы кривой распределения индукции, наоборот, уменьшаясь от значения $K_n = 1,11$ для синусоиды до $K_n = 1,05$ при насыщении машины.

Зависимости значений α и K_n с ростом коэффициента насыщения зубцово-зона K_z поясняются рис. VII.18. Коэффициент $K_z = (F_\delta + F_{21} + F_{22})/F_\delta$ может быть определен лишь в конце расчета. Для определения индукции в зазоре и зубцах можно им предварительно задаться, определить предварительно значение α и затем выполнить уточнение. Для асинхронных тяговых двигателей в расчетном режиме $K_z = 1,2 \div 1,5$.

2. Для явно выраженных полюсных систем статора и ротора АТД магнитный поток распределяется неравномерно по сечениям спиннок

статора и ротора, что поясняется рис. VII.19. Из него следует, что наибольший поток, а следовательно, и индукция будут в сечении А—А. Эта неравномерность распределения потока приводит к уменьшенному магнитному напряжению спиннок статора и ротора, учитываемому коэффициентом ξ_a . Значения этого коэффициента в зависимости от расчетных индукций B_a в спинках, вычисленных делением магнитного потока на площадь сечения спиннок, даны на рис. VII.20.

В остальном расчет магнитной цепи АТД сходен с расчетом магнитной цепи тяговых двигателей постоянного тока и его можно выполнять в том же порядке.

Расчет магнитного потока. Его вычисляют из выражения для э. д. с. $E_1 = 4K_n f_1 \omega_1 K_{\text{об1}} \Phi$.

Э. д. с. может быть принята $E_1 = 0,96 U_1$ либо определена из векторной диаграммы в соответствии с $U_{1\text{ном}} = (-E_1) + jI_1 x_1 + I_1 r_1$ по известным уже значениям I_1 , x_1 , r_1 и $\cos \varphi_1$ (здесь $U_{1\text{ном}}$ — номинальное фазное напряжение статорной обмотки).

Магнитное напряжение воздушного зазора. Это напряжение, A ,

$$F_\delta = 0,8 B_\delta K_\delta \delta \cdot 10^6,$$

где B_δ — в Тл; δ — в м.

Расчетная индукция $B_\delta = B_c/\alpha$, средняя индукция $B_c = \Phi/(\tau l_1)$.

Коэффициент α определяют по рис. VII.18, предварительно заданным коэффициентом K_z .

Коэффициент воздушного зазора при пазах на статоре и роторе $K_\delta = K_{\delta 1} K_{\delta 2}$. Коэффициенты $K_{\delta 1}$ (для статора) и $K_{\delta 2}$ (для ротора)

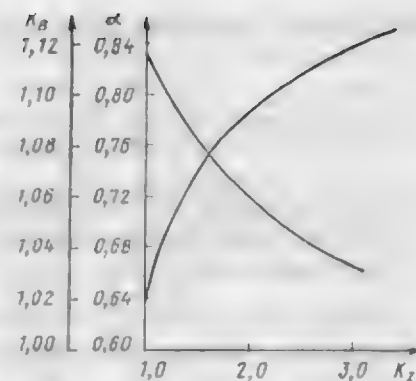


Рис. VII.18. Изменение коэффициентов K_n и α с ростом коэффициента насыщения зубцово-зона K_z .

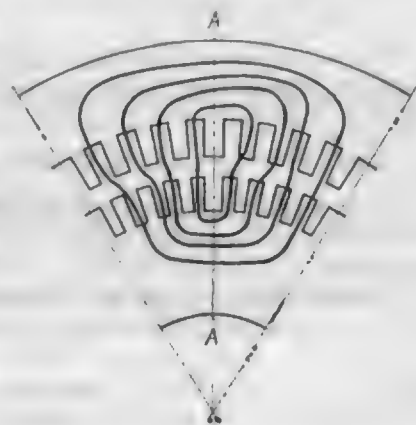


Рис. VII.19. Распределение индукции в спинках статора и ротора

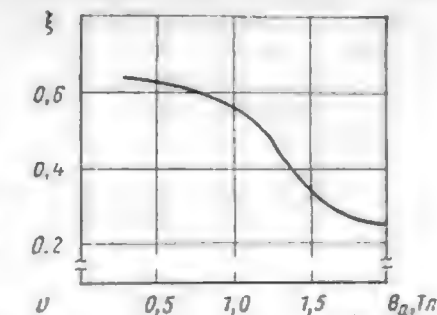


Рис. VII.20. Зависимость поправочного коэффициента ξ_a от индукции в спинке статора или ротора

могут быть определены, как и для машин постоянного тока (см. § 22.1) или по формулам:

$$K_{\delta 1} = 1 + \frac{b_{\text{ш}}^2}{l_1 (5\delta + b_{\text{ш}}) - b_{\text{ш}}^2}; K_{\delta 2} = 1 + \frac{b_{\text{ш}}^2}{l_2 (5\delta + b_{\text{ш}}) - b_{\text{ш}}^2},$$

где l_1, l_2 — зубцовые деления соответственно статора и ротора;
 $b_{\text{ш}}$ — ширина паза статора;
 $b_{\text{ш}}$ — ширина шлица (открытия) паза ротора.

Магнитное напряжение на зубцах статора. Его можно вычислить для индукции на высоте $\frac{1}{3}$ от узкого сечения зубца (см. § 22.3), либо по индукциям в верхнем, среднем и нижнем сечениях зубца, определив эквивалентную напряженность зубца $H_z = (H_{\text{в}} + 4H_{\text{с}} + H_{\text{н}})/6$ (здесь $H_{\text{в}}, H_{\text{с}}, H_{\text{н}}$ — напряженности, соответствующие индукциям в верхнем, среднем и нижнем сечениях зубца).

Индукция в выбранном сечении зубца, например на высоте $1/3 h_{\text{ш}}$, равна $B_{z1/3} = B_{\delta} l_1 / (b_{z1/3} K_{\text{с}})$ (где $K_{\text{с}} = 0,96 \div 0,97$).

Индукцию в зубцах рассматриваемого сечения можно определить, поделив суммарный магнитный поток $2p\Phi$ на суммарную площадь сечения в заданном разрезе зубцового слоя:

$$B_{z1} = 2p\Phi \cdot 10^6 / (K_{\text{с}} - b_{z1/3} Z_1 \alpha l_1).$$

Магнитное напряжение зубцов статора $F_{z1} = H_z h_{\text{ш}}$ (где $h_{\text{ш}}$ — высота паза). Значение напряженности H_z определяется по данным приложения.

Магнитное напряжение зубцов ротора. Его вычисляют аналогично F_{z1} , если пазы ротора прямоугольные. Если пазы ротора имеют сложную форму, следует воспользоваться рекомендациями [82], хотя применение сложных форм паза для тяговых двигателей маловероятно. Если форма паза ротора соответствует рис. VII.15, б, то его можно разделить на два конических и рассчитать магнитное напряжение для каждого, а затем сложить.

Для тяговых асинхронных двигателей средней мощности, например, используемых на вагонах метрополитена, может быть целесообразен для упрощения технологии ротор с заливкой стержней алюминиевым сплавом. В этом случае следует применить паз грушевидной формы. Для него, как правило, зубец выбирается одинакового сечения в средней части.

Магнитное напряжение зубцового слоя ротора $F_{z2} = H_{z2} h_{z2}$.

Располагая значениями F_{δ}, F_{z1} и F_{z2} , можно вычислить коэффициент насыщения зубцовой зоны K_z и уточнить значения коэффициента полюсного перекрытия α и коэффициента формы поля $K_{\text{в}}$. По значению α уточняют расчетную индукцию B_{δ} и магнитные напряжения F_{δ}, F_{z1} и F_{z2} . Поправочный коэффициент для уточнения расчетной индукции $K' = \alpha \alpha'$ (здесь α' — уточненное значение коэффициента полюсного перекрытия).

Магнитное напряжение спинки статора. Здесь надлежит либо по ранее выбранному наружному диаметру магнитопровода статора D_j с

учетом высоты пазов и ослабления сечения вентиляционными каналами найти высоту спинки h_{a1} и затем определить индукцию в ней B_{a1} , либо задаться индукцией B_{a1} и найти высоту спинки h_{a1} . Идя вторым путем, следует принять значение индукции $B_{a1} = 1,5 \div 1,7$ Тл. Выбирая индукцию B_{a1} , следует согласовать ее значение с частотой тока статора, которая для АТД может достигать $f_1 = 100 \div 120$ Гц, обуславливая значительные потери в сердечнике статора. Число рядов вентиляционных каналов $n_{\text{к}} = 1 \div 2$ и диаметр каналов $d_{\text{к}} = 10 \div 25$ мм в зависимости от мощности машины. Для выбора вентиляционных каналов можно использовать рекомендации (см. с. 252).

Магнитное напряжение спинки статора $F_{a1} = H_{a1} L_{a1} \xi_{a1}$.

Поправочный коэффициент ξ_{a1} следует выбрать по кривой рис. VII.20, напряженность H_{a1} — по табл. I приложения 10. Средняя длина пути магнитного потока по спинке статора, см,

$$L_{a1} = \pi (D_j - h_{a1}) / (40p).$$

Магнитное напряжение спинки ротора. Высота спинки ротора, мм,

$$h_{a2} = 0,5 (D_2 - D_{21}) - h_{z2} - 1,33 n_{\text{к}2} d_{\text{к}2}.$$

Число каналов принимается $n_{\text{к}2} = 1 \div 2$, диаметр канала $d_{\text{к}2} = 10 \div 20$ мм в зависимости от мощности машины. Если в двух рядах каналы разного диаметра, то принимают их средний диаметр: $d_{\text{к}2} = (d_{\text{к}2}^* + d_{\text{к}2}) / n_{\text{к}2}$.

Длина магнитной силовой линии по спинке ротора, см,

$$L_{a2} = \pi (D_2 - 2h_{z2} - h_{a2}) / (2p).$$

Магнитная индукция в спинке ротора, Тл,

$$B_{a2} = \Phi (2K_{\text{с}} h_{a2} l_2 \cdot 10^{-6}).$$

Магнитное напряжение в спинке ротора, А,

$$F_{a2} = H_{a2} L_{a2} \xi_{a2}.$$

Коэффициент ξ_{a2} принимается в соответствии с рис. VII.20, напряженность H_{a2} — по данным приложения 10 для индукции B_{a2} .

Магнитодвижущая сила при холостом ходе. Эта м. д. с., А,

$$F_0 = 1,03 (F_{\delta} + F_{z1} + F_{z2} + F_{a1} + F_{a2}).$$

Коэффициент 1,03 создает при расчете запас 3 %.

Коэффициент насыщения машины $K_{\text{н}} = F_0 / F_{\delta}$.

Намагничивающий ток. Этот ток, А,

$$I_{\mu} = 0,74 p F_0 / (\omega_1 K_{\text{сб}1}).$$

Относительное значение тока намагничивания

$$I_{\mu}^* = I_{\mu} / I_1.$$

Значение I_{μ}^* должно находиться в пределах 0,3—0,4. Если $I_{\mu}^* < 0,3$, то магнитопровод машины можно выполнить более легким, увеличив индукцию в его сечениях благодаря снижению диаметральных или осевых размеров. Если $I_{\mu}^* > 0,4$, то полезно принять меры по сни-

жению тока I_{μ}^* , понизив магнитное напряжение на участках путем уменьшения индукции в них, варьируя геометрическими размерами. При $I_{\mu}^* > 0,4$ будет заметное снижение коэффициента мощности машины.

Расчет магнитной цепи заканчивают расчетом магнитной характеристики, выполняемым так же, как и для машины постоянного тока при холостом ходе.

Следует задаться рядом значений магнитного потока, например $0,25 \Phi_{ном}$; $0,5 \Phi_{ном}$; $0,75 \Phi_{ном}$; $\Phi_{ном}$ и $1,25 \Phi_{ном}$, определить для них индукции на всех участках магнитной цепи, которые будут пропорциональны значению магнитного потока, и по данным приложения 10 найти соответствующие напряженности.

§ 31.7. Расчет потерь и к. п. д.

Как уже отмечалось, для АТД могут оказаться весьма существенными добавочные потери, требующие детальных расчетов. Однако начинать расчет следует с определения основных потерь.

Основные электрические потери в обмотке статора. Для АТД следует учесть увеличение потерь от действия вихревых токов коэффициентом K_r , расчет которого приведен на с. 415,

$$\Delta P_{ст} = m_1 I_{ном}^2 r_1 K_r.$$

Сопротивление фазы статорной обмотки r_1 должно быть приведено к температуре $+130^\circ\text{C}$. Сопротивление для $t = 130^\circ\text{C}$

$$r_{1,130^\circ} = r_{1,20^\circ} [1 + \alpha (130 - 20)],$$

где $r_{1,20^\circ}$ — сопротивление обмотки при $t = +20^\circ\text{C}$; $\alpha = 1/(235 + 20)$.

Основные электрические потери в обмотке ротора. Эти потери, Вт, могут быть определены как $\Delta P_{р2} = m_2 I_2^2 r_2 = Z_2 I_2^2 r_2$ или $\Delta P_{р2} = m_1 (I_2')^2 r_2'$.

Основные потери в стали статора. Эти потери, Вт,

$$\Delta P_{ст} = p_{1/50} (f_{ном}/50)^{\beta} (K_{д1} B_{с1}^2 m_{с1} + K_{д2} B_2^2 m_{с2}),$$

где $m_{с1}$ и $m_{с2}$ — массы спинки магнитопровода статора и зубцов статора, определяются с использованием рекомендаций или по формулам, приведенным в примере расчета (см. главу 31);

$K_{д1} = 1,4$, — коэффициенты, учитывающие соответственно неравномерное распределение потока по сечениям магнитопровода и технологические факторы при его изготовлении.
 $K_{д2} = 1,7$

Значения удельных потерь $p_{1/50}$ и коэффициента β при толщине листов $0,5\text{ мм}$ можно принять следующими:

Марка стали	$p_{1/50}$, Вт/кг	β
2013, 2011, 2211, 2212	2,5—2,6	1,5
2312	1,75	1,4
2411	1,6	1,3

Часто в потери $\Delta P_{ст}$ включают потери от пространственных гармоник поля, а коэффициенты $K_{д1}$ и $K_{д2}$ заменяют увеличенным коэффициентом $C_{п} = 2,85$. Тогда

$$\Delta P_{ст} = 0,9 C_{п} p_{уд} (m_{с1} B_{с1}^2 + m_2 B_2^2),$$

где $p_{уд} = p_{1/50} (0,02 I_{ном})^{1,5}$ — удельные потери.

Сомножитель $0,9$ учитывает уменьшение потерь при применении магнитных клиньев.

Основные потери в стали ротора. Этими потерями для расчетного режима можно пренебречь из-за малой частоты изменения потока в магнитопроводе ротора ($f_2 = 1 \div 2\text{ Гц}$). Однако в режиме работы при повышенных скоростях движения частота может достигать до $4 \div 8\text{ Гц}$ для АТД отдельных типов. В этом случае потери в стали ротора могут быть вычислены по вышеприведенной формуле для статора.

Механические потери. Для АТД с самовентиляцией в механические потери, Вт, включают потери на трение в подшипниках и вентиляционные потери от встроенного вентилятора:

$$\Delta P_{мех} = K_v (n \cdot 1000)^2 (10 D_v)^2,$$

где $K_v = 3,6$ для АТД с диаметром расточки статора $D_1 = 0,25 \div 0,5\text{ м}$;
 D_v — наружный диаметр вентилятора, м.

У тяговых двигателей с независимой вентиляцией механические потери невелики и могут быть рассчитаны упрощенно:

$$\Delta P_{мех} = 0,002 P_1,$$

где $P_1 = 3 U_1 I_1 \cos \varphi_1$ — входная мощность тягового двигателя.

Добавочные потери в обмотках статора и ротора от высших гармоник тока. Их вычисляют, используя соображения, приведенные в § 30.1. При этом для расчета токов статора I_{1v} и ротора I_{2v}' можно пренебречь активными сопротивлениями, тогда

$$I_{1v} = I_{2v}' = U_1 / [v^2 (x_1 + x_2' K_{xv})],$$

где K_{xv} — коэффициент, учитывающий уменьшение индуктивного сопротивления ротора из-за вихревых токов.

Добавочные потери в обмотке статора

$$\Delta P_{1д} = \sum_{v=6k+1}^{\infty} (m_1 I_{1v}^2 r_1 K_{dv}).$$

Добавочные потери в обмотке ротора

$$\Delta P_{2д} = \sum_{v=6k+1}^{\infty} [m_1 (I_2')^2 r_2' K_{rv}].$$

Коэффициенты K_{dv} и K_{rv} учитывают увеличение сопротивления обмоток от действия вихревых токов. Их вычисление приведено в примере расчета (см. § 31.9). Обычно бывает достаточным рассчитать добавочные потери от 5, 7 и 11-й гармоник.

К. п. д. тягового двигателя

$$\eta = 1 - \Sigma \Delta P / P_1$$

где $\Sigma \Delta P$ — сумма всех потерь.

Целесообразно вычислить к. п. д. при питании асинхронного тягового двигателя от преобразователя с учетом всех потерь, а также к. п. д. без учета добавочных потерь от высших гармоник тока, т. е. при питании АД синусоидальным током.

§ 31.8. Уточнение расчетных параметров

В начале электромагнитного расчета была необходимость задаваться рядом параметров, чтобы вычислить геометрические размеры магнитопровода и обмоток. На последнем этапе имеется возможность точно определить расчетные параметры АД в следующем порядке.

$$\text{Значение } \cos \varphi_2 = r_2 / \sqrt{r_2^2 + (2\pi f_2 L_{2\sigma})^2}.$$

Электромагнитный момент, Н · м,

$$M_n = M_2 + (\Delta P_{\text{мех}} + \Delta P_{\text{доб}}) 9,74 \cdot 9,81 / n,$$

где $M_2 = P_2 \cdot 974 \cdot 9,81 / n$.

Ток ротора, приведенный к обмотке статора, находят из выражения

$$M_n = \frac{1}{\sqrt{2}} p m_1 K_B \omega_1 K_{об1} \Phi I'_2 \cos \varphi_2.$$

Ток статора определяют либо построением векторной диаграммы по уравнению $\vec{I} = \vec{I}_0 + (-\vec{I}'_2)$, либо как $I_1 = \sqrt{I_{1a}^2 + I_{1x}^2}$, здесь I_{1a} и I_{1x} — активная и реактивная составляющие тока I_1 :

$$I_{1a} = \Delta P_{\text{сб}} / (3U_1) + I'_2 \cos \varphi_2; I_{1x} = I_\mu + I'_2 \sin \varphi_2.$$

Ток намагничивания I_μ находят из магнитной характеристики. Э. д. с. статорной обмотки

$$E_1 = 4K_B f_1 \omega_1 K_{об1} \Phi.$$

Затем находят коэффициент мощности для первых гармоник тока, построив векторную диаграмму для расчетного режима. После расчета падения напряжений на сопротивлении статорной обмотки $I_1 x_1$ и $I_1 r_1$ значение $\cos \varphi_1$ определяют построением векторной диаграммы.

Входная активная мощность $P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1$.

Выходная мощность (мощность на валу) $P_2 = P_1 \eta$.

Электромагнитный расчет асинхронного тягового двигателя приближен, насколько это целесообразно, к расчету тяговых двигателей постоянного и пульсирующего тока, а также к расчету асинхронных двигателей общепромышленного назначения с тем, чтобы понятнее был метод расчета. В примере расчета ставилась цель приспособить его для использования ЭВМ и поэтому в отдельных частях могут быть несущественные отличия.

§ 31.9. Пример расчета

Исходные данные

Двигатель	частотнорегулируемый асинхронный с короткозамкнутым ротором
Расчетный режим	продолжительный
Мощность $P_{ном}$, кВт	900
Сила тяги при средненормальных бандажах ($D_{вк} = 1,2 \text{ м}$) $F_{тн}$, не менее, кН	65,7
Линейное напряжение первой гармоники $U_{л}$, В	1300
Уровень напряжения изоляции двигателя относительно земли U_c , В	1500
Конструкционная скорость электровоза v_{max} , км/ч	110
Подвешивание	опорно-осевое
Торцовый модуль зацепления (см. § 6.3) m_x , мм	11
Соединение обмоток статора	звезда
Число фаз m_1	3

Параметры, необходимые для электромагнитного расчета

1. Фазное напряжение

$$U_{\phi} = U_{л} / \sqrt{3} = 1300 / \sqrt{3} = 750 \text{ В}.$$

2. Ток первой гармоники фазы статора

$$I_{\phi 1} = P_{ном} \cdot 10^3 / (3U_{\phi} \eta_d \cos \varphi) = 900 \cdot 10^3 / (3 \cdot 750 \cdot 0,94 \cdot 0,84) = 505 \text{ А}.$$

Значения к.п.д. двигателя $\eta_d = 0,94$ и $\cos \varphi = 0,84$ приняты предварительно.

3. Максимальный диаметр делительной окружности зубчатого колеса

$$D_z = D'_{вк} - 2(b + \Lambda_1) = 1250 - 2(120 + 20) = 970 \text{ мм},$$

где $b = 120 \text{ мм}$ — минимальное расстояние между нижней точкой кожуха зубчатой передачи и головкой рельса (клиренс) при новых бандажах ($D'_{вк} = 1250 \text{ мм}$);

$\Lambda_1 = 20 \text{ мм}$ — минимальное расстояние от нижней точки кожуха зубчатой передачи до делительной окружности зубчатого колеса

4. Число зубьев зубчатого колеса

$$Z_K = D_z / m_x = 970 / 11 = 88,2; \text{ принимаем } Z_K = 88.$$

5. Максимальное передаточное отношение зубчатой передачи

$$\mu_{max} = n'_{max} D_{вк} / (5,3 v_{max}) = 2100 \cdot 1,2 / (5,3 \cdot 110) = 4,32,$$

где $n'_{max} = 2100 \text{ об/мин}$ — максимально допустимая частота вращения по условию работоспособности роторных подшипников

6. Число зубьев шестерни

$$Z_m = Z_K / \mu_{max} = 88,4,32 = 20,4; \text{ принимаем } Z_m = 21.$$

7. Передаточное отношение

$$\mu = Z_K / Z_m = 88 / 21 = 4,19.$$

8. Скорость движения электровоза в номинальном режиме

$$v_{\text{н}} = 3,6 P_2 \eta_{\text{д}} / F_{\text{сн}} = 3,6 \cdot 900 \cdot 0,975 / 65,7 = 48,1 \text{ км/ч,}$$

где $\eta_{\text{д}} = 0,975$ — к. п. д. зубчатой передачи в номинальном режиме.

9. Частота вращения в номинальном режиме

$$n_{\text{ном}} = 5,3 v_{\text{н}} / D_{\text{вк}} = 5,3 \cdot 48,1 / 2,4 = 104,1 \text{ об/мин.}$$

10. Максимальная частота вращения двигателя

$$n_{\text{мах}} = n_{\text{ном}} v_{\text{мах}} / v_{\text{н}} = 890 \cdot 110 / 48,1 = 2035 \text{ об/мин.}$$

11. Номинальный момент двигателя

$$M_{\text{ном}} = 974 P_{\text{ном}} / n_{\text{ном}} = 974 \cdot 900 / 890 = 985 \text{ кгс·м} = 9670 \text{ Н·м.}$$

12. Минимальное число зубьев шестерни по условию ее прочности

$$Z_{\text{ш мин}} = \frac{103 + 0,17 M_{\text{ном}} / K'}{m_{\text{ш}}} = \frac{103 + 0,17 \cdot 985 / 2}{11} = 17.$$

где $K' = 1$ — для односторонней передачи; $K' = 2$ — для двусторонней.

Так как $Z_{\text{ш}} > Z_{\text{ш мин}}$, число зубьев шестерни выбрано правильно. Если условие не выполняется, то принимаем $Z_{\text{ш}} = Z_{\text{ш мин}}$, вычисляем новое значение μ по п. 7 и повторяем расчет, пока условие не будет выполнено.

13. Централь

$$C = 0,5 m_{\text{ш}} (Z_{\text{ш}} + Z_{\text{з}}) + 0,4 m_{\text{з}} = 0,5 \cdot 11 (88 + 21) + 0,4 \cdot 11 = 604 \text{ мм.}$$

14. Максимальный внутренний диаметр остова

$$D_{\text{ж}} = 2 [C - (0,5 D_{\text{вкл}} + h_{\text{ж}})] = 2 [604 - (0,5 \cdot 235 + 21,5)] = 930 \text{ мм.}$$

где $D_{\text{вкл}} = 235$ мм — наружный диаметр вкладышей моторно-осевых подшипников;

$h_{\text{ж}} = 21,5$ мм — толщина остова.

Пакет статора запрессовывается непосредственно в остов, поэтому наружный диаметр статора $D_{\text{ст}} = D_{\text{ж}} = 930$ мм.

15. Номинальная частота тока статора

$$f_{\text{н}} = p n_{\text{ном}} / 60 = 3 \cdot 890 / 60 = 45 \text{ Гц.}$$

где $p = 3$; обычно $p = 2 \div 4$. Предварительные расчеты показали, что при варианте $p = 3$ более высокий $\cos \phi$ при минимальной массе активных материалов;

$f_2 = 0,5 \text{ Гц}$ — номинальная частота тока ротора (предварительное значение).

16. Внутренний диаметр статора и наружный диаметр ротора.

Ориентировочно внутренний диаметр можно определить по зависимостям

$$D_1 = \begin{cases} (0,55 \div 0,65) D_{\text{ст}}, & \text{если } p = 2; \\ (0,65 \div 0,75) D_{\text{ст}}, & \text{если } p = 3; \\ (0,7 \div 0,8) D_{\text{ст}}, & \text{если } p \geq 4; \end{cases}$$

$$D_2 = 0,7 D_{\text{ст}} = 0,7 \cdot 930 \approx 650 \text{ мм.}$$

Тогда $D_2 = D_1 = 26 \cdot 650 = 2 \cdot 2 = 646$ мм, где δ — воздушный зазор.

17. Полусное деление статора

$$\tau_1 = \pi D_1 / (2p) = \pi \cdot 650 / 6 = 340 \text{ мм.}$$

Расчет активного слоя статора

18. Для начального приближения выбираем вариант с максимальным числом пазов статора

$$Z_{1 \text{ max}} = \pi D_1 / (b_{21 \text{ min}} + b_{\text{пр}} + \Delta_{\text{из}}) = \pi \cdot 650 / (8 + 6 + 2,7) = 122,$$

где $b_{21 \text{ min}} = 8$ мм — минимальная ширина зубца статора при клиновом креплении обмотки по условию прочности штампа;

$b_{\text{пр}} = 4 \div 8$ мм — ширина проводника обмотки статора (при уменьшении числа пазов можно брать большие значения $b_{\text{пр}}$, однако при этом существенно возрастает длина лобовых вылетов обмотки статора).

Толщина изоляции по ширине паза с учетом расшивки $\Delta_{\text{из}}$ выбирается ориентировочно по значению $U_{\text{с}}$.

Для класса нагревостойкости F («Монолит»):

$$\Delta_{\text{из}} = \begin{cases} 2 \text{ мм, если } U_{\text{с}} \leq 750 \text{ В;} \\ 2,7 \text{ мм, если } U_{\text{с}} \leq 1500 \text{ В;} \\ 4 \text{ мм, если } U_{\text{с}} \leq 3000 \text{ В.} \end{cases}$$

Для класса нагревостойкости H (полиимидная изоляция):

$$\Delta_{\text{из}} = \begin{cases} 1,8 \text{ мм, если } U_{\text{с}} \leq 750 \text{ В;} \\ 2,2 \text{ мм, если } U_{\text{с}} \leq 1500 \text{ В;} \\ 3,1 \text{ мм, если } U_{\text{с}} \leq 3000 \text{ В.} \end{cases}$$

19. Число пазов на полюс и фазу

$$q = Z_{1 \text{ max}} / (2p m_1) = 122 / (6 \cdot 3) = 6,78.$$

Выбираем $q = 6$, так как целесообразно применять обмотки с целым q .

20. Число пазов статора

$$Z_1 = 2p m_1 q = 6 \cdot 3 \cdot 6 = 108.$$

21. Выбираем простую петлевою обмотку, так как она имеет более короткие по сравнению с волновой обмоткой лобовые вылеты. Число параллельных ветвей $a_1 = 2p = 6$.

22. Число эффективных проводников в пазу

$$u_{\text{п}} = \pi D_1 (A_1)_1 a_1^2 h_{\text{пр}} h_{\text{пр}} n_{\text{э}}' / (I_{\text{ф1}}^2 Z_1) = \pi \cdot 65 \cdot 3700 \cdot 6^2 \cdot 2 \cdot 6 \cdot 1 / (505^2 \cdot 108) = 11,9.$$

Принимаем $u_{\text{п}} = 12$.

Тепловой фактор $(A_1)_1$ для изоляции класса F принимаем в пределах 3500 — 3900 $\text{А}^2/(\text{см} \cdot \text{мм}^2)$, а для класса H — 4000 — 4600 $\text{А}^2/(\text{см} \cdot \text{мм}^2)$; $h_{\text{пр}} = 1,8 \div 2,5$ мм — высота элементарного проводника; $n_{\text{э}} = 1$ — число элементарных проводников в эффективном. При $n_{\text{э}} > 1$ добавочные потери в меди обмотки статора увеличиваются из-за циркуляционных токов.

23. Заполнение паза статора (рис. VII.21). Напряжение, подаваемое на обмотку статора, имеет прямоугольную или ступенчатую форму, что приводит к неравномерному распределению потенциала по виткам обмотки. Наибольшее напряжение падает на первом витке фазы, поэтому его изоляции дополнительно усилена прокладкой 4. Проводник обмотки имеет $q_1 = 11,64 \text{ мм}^2$ (см. приложение 8). Применяем провод марки ПЭТВСЛ. Размеры провода с изоляцией $2,4 \times 6,4$ мм, а неизолированного 2×6 мм. Нагревостойкость изоляции класса F.

Ширина паза, мм

Провод 3	6,4
Корпусная изоляция 5 (стеклослюдинитовая лента толщиной 0,08 мм, 4 слоя вполюперекрышу)	$0,08 \times 2 \times 2 \times 4 = 1,28$
Корпусная изоляция 6 (фторопласт толщиной 0,025 мм, один слой вполюперекрышу)	$0,025 \times 2 \times 2 \approx 0,1$
Покровная изоляция 7 (стеклолента толщиной 0,1 мм, один слой встык)	$0,1 \times 2 = 0,2$
Пазовая гильза 8 (имидофлексе толщиной 0,15 мм) $0,15 \times 2$	0,3
Зазор на укладку	0,27

Ширина паза в свету	$b_{п1}' = 8,55$
Ширина паза в штампе	$b_{п1} = 8,55 + 0,15 = 8,7$
Высота паза, мм	
Провод 3	$2,4 \times 12 = 28,8$
Корпусная изоляция 5	$0,08 \times 2 \times 2 \times 4 \times 2 = 2,56$
Корпусная изоляция 6	$0,025 \times 2 \times 2 \times 2 = 0,2$
Покровная изоляция 7	$0,1 \times 2 \times 2 = 0,4$
Дополнительная межвитковая изоляция, прокладка 4 из электронта толщиной 0,3×2 мм	$0,3 \times 4 = 1,2$
Гильза 8	0,15
Прокладки под клин 2 (стеклотекстолит 0,5 мм, 3 шт.)	$0,5 \times 3 = 1,5$
Клин 1 (магнитодиэлектрик армаласт)	4
Высота паза в свету	$h_{п1}' = 38,81$
Высота паза в штампе	$h_{п1} = 38,81 + 0,1 = 38,91$ (принято $h_{п1} = 39$ мм)

Примечания. 1. Слой фторопласта необходим для обеспечения ремонтопригодности обмотки. В связи с низкой адгезией фторопласта к эпоксидному пропиточному компаунду «Монолит» секция может быть извлечена из паза после удаления клина.
2. Применение магнитодиэлектрического клина на статоре позволяет уменьшить добавочные потери в двигателе.

24. Геометрия зубца статора. Зубцовый шаг по внутреннему диаметру статора $t_1 = \pi D_1 / Z_1 = \pi \cdot 650 / 108 = 18,9$ мм;
ширина головки зубца $b_{21} = t_1 - b_{п1} = 18,9 - 8,7 = 10,2$ мм;
зубцовый шаг в расчетном сечении $t_{1(1/3)} = \pi (D_1 + \frac{2}{3} h_{п1}) / Z_1 = \pi (650 + \frac{2}{3} \cdot \frac{2 \cdot 39}{3}) / 108 = 19,7$ мм;
ширина зубца в расчетном сечении $b_{21(1/3)} = t_{1(1/3)} - b_{п1} = 19,7 - 8,7 = 11$ мм.

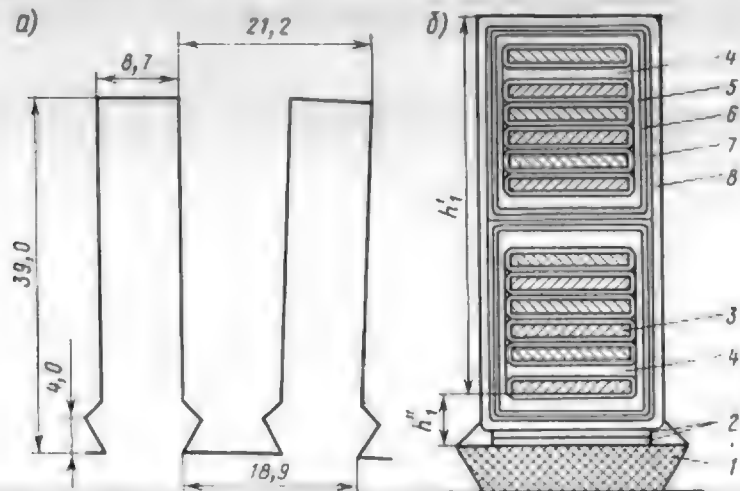


Рис. VII.21. Паз статора (а) и его заполнение (б)

25. Число витков фазы статора

$$\omega_{\phi} = Z_1 u_{п1} / (2m_1 a_1) = 108 \cdot 12 / (2 \cdot 3 \cdot 6) = 36.$$

26. Полусное деление обмотки статора в пазовых делениях

$$\tau = Z_1 / (2p) = 108 / 6 = 18.$$

27. Шаг обмотки (целое число) и относительный шаг

$$y_1 = 5\tau / 6 = 5 \cdot 18 / 6 = 15; \beta = y_1 / \tau = 15 / 18 = 0,833.$$

28. Коэффициент укорочения обмотки статора для первой гармоники э.д.с.

$$K_{y1} = \sin \frac{\pi y_1}{2\tau} = \sin \frac{\pi \cdot 15}{2 \cdot 18} = 0,966.$$

29. Коэффициент распределения для первой гармоники э. д. с.

$$K_{p1} = \sin \frac{\pi}{2m_1} / \left(q \sin \frac{\pi}{2m_1 q} \right) = \sin \frac{\pi}{2 \cdot 3} / \left(6 \sin \frac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 6} \right) = 0,956.$$

30. Обмоточный коэффициент для первой гармоники э. д. с.

$$K_{об1} = K_{y1} K_{p1} = 0,966 \cdot 0,956 = 0,9235.$$

31. Номинальный магнитный поток

$$\Phi_1 = U_{\phi 1} / (4,44 f_1 \text{ ном } \omega_{\phi} K_{об1}) = 750 / (4,44 \cdot 45 \cdot 36 \cdot 0,9235) = 0,108 \text{ Вб}.$$

С некоторым запасом принимаем $E_{\phi} \approx U_{\phi}$, поэтому не учитываем влияние насыщения на коэффициент формы кривой э. д. с.

Геометрический расчет секции обмотки статора

32. На рис. VII.22 показаны лобовые вылеты эвольвентной обмотки. При петлевой обмотке статора $y_1 = y_2$. Примем углы наклона передней и задней лобовых частей одинаковыми ($\alpha_{п1} = \alpha_{з1} = 18^\circ$). Тогда осевые длины эвольвентных частей передней и задней лобовых вылетов одинаковы.

$$L = \left[R_0 (\theta_K - \theta_{п1}) + (r_1 + 0,5 h_{п1}) (\theta_K - 1) / \sqrt{\theta_K^2 - 1} \right] \cos \alpha_{п1} + \\ + (r_3 + 0,5 h_{п1}) (\theta_{п1} - 1) / \sqrt{\theta_{п1}^2 - 1} = [512 (2,29 - 2,141) + (10 + 0,5 \cdot 8,7) \times \\ \times (2,29 - 1) / \sqrt{2,29^2 - 1}] \cos 18^\circ + (20 + 0,5 \cdot 8,7) (2,141 - 1) / \sqrt{2,141^2 - 1} = 96 \text{ мм},$$

где $R_0 = (b_{п1} + e') Z_1 / (2\pi \sin \alpha_{п1}) = (8,7 + 0,5) 108 / (2\pi \sin 18^\circ) = 512$ мм;
 $e' = (0,5 \cdot 2) \text{ мм}$ — зазор в лобовой части между соседними катушками;

$$\theta_{п1} = (0,5 D_1 + 0,25 h_{п1} + h_{кп1}) / (R_0 \sin \alpha_{п1}) = \\ = (0,5 \cdot 650 + 0,25 \cdot 39 + 4) / (512 \sin 18^\circ) = 2,141;$$

$h_{кп1}$ — высота клина статора (см. заполнение паза);

$$\Psi_K = \sqrt{\theta_K^2 - 1} = \arctg \sqrt{\theta_K^2 - 1} + \pi y_1 \sin \alpha_{п1} / Z_1 \\ = \sqrt{2,141^2 - 1} = \arctg \sqrt{2,141^2 - 1} + \pi \cdot 15 \sin 18^\circ / 108 = 0,943; \\ \theta_K = 1,4 + 1,017 \Psi_K = (3,946 + 1,62 \Psi_K + 10,5 \Psi_K^2)^{-1} \\ = 1,4 + 1,017 \cdot 0,943 = (3,946 + 1,62 \cdot 0,943 + 10,5 \cdot 0,943^2)^{-1} = 2,29;$$

$r_0 = 10 : 25$ мм — радиус сопряжения.

33. Длина заднего лобового вылета

$$L_2 = L + t_2' + 0,5 h_{п1} + r_1 = 96 + 10 + 0,5 \cdot 39 + 5 = 130,5 \text{ мм} \approx 131 \text{ мм}.$$

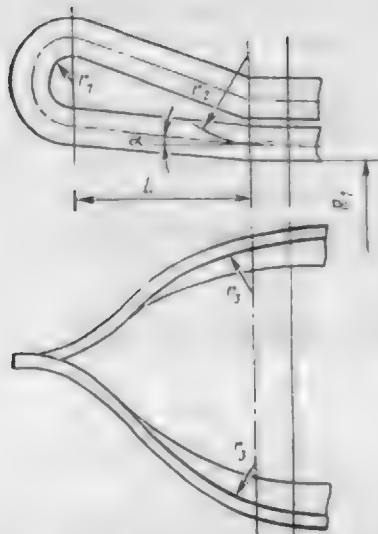


Рис. VII.22. Геометрия лобных вылетов обмотки статора

где $r_1 = 5$ мм — радиус закругления головки секции;

$$l_2'' = \begin{cases} 5 \text{ мм при } U_c = 750 \text{ В;} \\ 10 \text{ мм при } U_c = 1500 \text{ В;} \\ 20 \text{ мм при } U_c = 3000 \text{ В.} \end{cases}$$

34. Длина переднего лобового вылета $L_n = L + l_2'' + l_3 = 96 + 10 + 30 = 136$ мм, где l_3 — длина секции, необходимая для пайки:

$$l_3 = 5h_{np} + (15 \div 20) \text{ мм} = 5 \cdot 2 + 20 = 30 \text{ мм.}$$

35. Длина пакета статора. Определим максимально возможную длину пакета статора по условиям выншивания тягового двигателя в тележку электровоза

$$l_a = l_r - L_n - l_3 = 735 - 136 - 30 = 468 \text{ мм.}$$

Принимаем $l_a = 465$ мм. Здесь l_r — максимальная длина статора по лобовым вылетам, которая определится при компоновке продольного разреза двигателя; ориентировочно $l_r = (0,7 \div 0,8) L_{дв} =$

$= (0,7 \div 0,8) 955 = 670 \div 764$ мм; принято $l_r = 735$ мм (по компоновке продольного разреза); $L_{дв}$ — предельное расстояние между внутренними поверхностями подшипниковых щитов. Для опорно-осевого подвешивания можно ориентировочно принять $L_{дв} = 950 \div 970$ мм, а для рамного $L_{дв} = 900 \div 920$ мм.

36. Длина витка обмотки статора

$$\begin{aligned} l_{w1} &= 2l_a + 4l_2'' + 2r_1 + 4(r_2 + 0,5b_{m1}) \arctg \frac{\theta_n - 1}{\sqrt{\theta_n^2 - 1}} + \\ &+ 4(r_1 + 0,5b_{m1}) \arctg \frac{\theta_n - 1}{\sqrt{\theta_n^2 - 1}} + 2R_n(\theta_n^2 - \theta_n^2) + 2l_3 = \\ &= 2 \cdot 465 + 4 \cdot 10 + 2 \cdot 5 + 4(20 + 0,5 \cdot 8,7) \arctg \frac{2,141 - 1}{\sqrt{2,141^2 - 1}} + \\ &+ 4(10 + 0,5 \cdot 8,7) \arctg \frac{2,29 - 1}{\sqrt{2,29^2 - 1}} + 2 \cdot 512(2,29^2 - 2,141^2) + \\ &+ 2 \cdot 30 = 1800 \text{ мм} = 1,8 \text{ м.} \end{aligned}$$

37. Активное сопротивление обмотки статора: при 20 °С

$$r_1(20^\circ) = \omega \phi l_{w1} / (57 q_1 a_1) = 36 \cdot 1,8 / (57 \cdot 11,64 \cdot 6) = 0,016 \text{ Ом;}$$

при 130 °С

$$r_1(130^\circ) = 1,44 r_1(20^\circ) = 1,44 \cdot 0,016 = 0,023 \text{ Ом.}$$

38. Масса меди обмотки статора

$$m_{M1} = \gamma_M m_1 \omega \phi l_{w1} q_1 a_1 \cdot 10^{-3} = 8,9 \cdot 3 \cdot 36 \cdot 1,8 \cdot 11,64 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 121 \text{ кг,}$$

где $\gamma_M = 8,9 \text{ кг/см}^3$ — плотность меди.

Расчет активного слоя ротора

Для уменьшения трудоемкости изготовления двигателя необходимо иметь минимальное число пазов ротора. Чтобы избежать большого дифференциального рассеяния, следует выбирать $Z_2 > 0,7 Z_1$. Так как при изготовлении электровоза двигатель приходится запускать от источника нерегулируемой частоты, то нужно обеспечить снижение моментов от пространственных гармоник поля. Для этого требуется выдерживать следующие соотношения (g — любое целое число)

$$Z_2 \neq \begin{cases} 6pg; \\ 6pg + 2p; \\ Z_1 - 3p. \end{cases}$$

Всем ограничениям удовлетворяет $Z_2 = 80$. Выбираем форму стержня согласно рис. VII. 23, так как в этом случае хорошо сочетаются возможность надежного закрепления стержня в пазу и малые добавочные потери от высших гармонических тока ротора. Трапециевидная часть, обращенная узкой стороной к воздушному зазору, дает возможность закрепить стержень путем заклинивания его, а токи высших гармоник вытесняются в расширенную верхнюю часть стержня. Высота верхней части стержня должна быть не менее глубины проникновения волны тока 6-кратной частоты статора. В этом случае практически все токи высших гармоник будут сосредоточены в расширенной части стержня

$$h' > \sqrt{2(\omega_n \lambda_{\mu 0}) - 1} \cdot \sqrt{2(1696 \cdot 35,5 \cdot 10^6 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7})} = 5,14 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

где $\omega_n = 2\pi \cdot 6f_1 = 2\pi \cdot 6 \cdot 45 = 1696 \text{ с}^{-1}$ — угловая частота тока ротора, соответствующего 5-й и 7-й гармоникам тока статора;

$\lambda = 35,5 \cdot 10^6 (\text{Ом} \cdot \text{м})^{-1}$ — удельная электропроводность меди при ожидаемой температуре нагрева стержня. Принято $h' = 6$ мм.

Остальные размеры стержня выбираем таким образом, чтобы плотность тока в номинальном режиме не превышала 7—8 А/мм², а индукция в зубце ротора $B_{z2} \leq 1,75 \div 1,8 \text{ Тл}$. Угол клиновидности нижней части стержня $\theta = 16 \div 20^\circ$. Площадь верхней части стержня составляет 30—40% всей площади его сечения.

39. Ток стержня

$$\begin{aligned} I_c &\approx P_{ном} \omega \phi K_{об1} (U \phi Z_2 \eta_d \omega_2 K_{об2}) \\ &= 900 \cdot 10^3 \cdot 36 \cdot 0,9235 (750 \cdot 80 \times \\ &\times 0,94 \cdot 0,5 \cdot 1,0) = 1060 \text{ А.} \end{aligned}$$

40. Ток в короткозамыкающем кольце

$$\begin{aligned} I_{кп} &= \frac{I_c}{2 \sin(\pi / Z_2)} \\ &= \frac{1060}{2 \sin(3\pi / 80)} \approx 4500 \text{ А} \end{aligned}$$

41. Площадь сечения стержня (см рис. VII.23)

$$q_2 = 7,6 + \frac{3 + 8,1}{2} 18,3 = 144 \text{ мм}^2.$$

42. Плотность тока в стержне

$$j_c = I_c / q_2 = 1060 / 144 = 7,36 \text{ А/мм}^2.$$

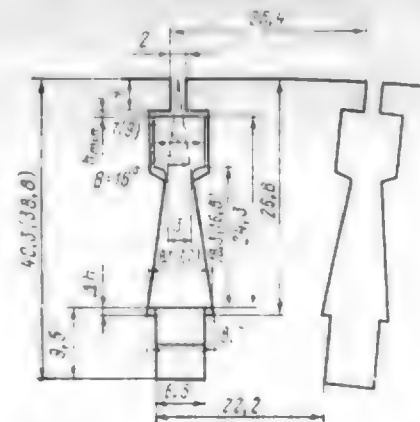


Рис. VII.23. Паз ротора и его заполнение

Геометрия зубца и паза ротора поясняется рис. VII.23. Ширина зубца в самом узком месте не должна быть менее 8 мм по условиям прочности штампа при индукции, не превышающей 1,9 Тл. В нашем случае

$$b_{z2 \min} \geq \frac{2p\Phi_1}{Z_2 B_{z2 \max} l_2 K_c \alpha_h} = \frac{6 \cdot 0,108}{80 \cdot 1,9 \cdot 0,455 \cdot 0,94 \cdot 0,7} = 0,014 \text{ м},$$

где $l_2 = l_n \pm 10 \text{ мм} = 465 - 10 = 455 \text{ мм}$ — длина пакета ротора;
 K_c — коэффициент заполнения пакета сталью [$K_c = 0,94 \div 0,97$ в зависимости от типа электроизоляционного покрытия (см. § 7.2)];
 $\alpha_h \approx 0,7$ — коэффициент магнитного перекрытия.

Стальные клиновые шпонки, предназначенные для расклинивания стержня, имеют ширину на 25–40% меньше нижнего основания стержня. Это позволяет уменьшить индукцию в пожке зубца. Принимаем $b_{\text{шпн}} = 6,5 \text{ мм}$. Шпонка имеет наибольшую высоту, равную ширине ($h'_{\text{шпн}} = 6,5 \text{ мм}$), рабочую длину $L_{\text{шпн}}$

200 мм и уклон 1° . При этом минимальная высота рабочей части шпонки $h''_{\text{шпн}} = L_{\text{шпн}} \lg 1^\circ = 6,5 - 200 \lg 1^\circ = 3 \text{ мм}$. Таким образом, суммарная высота двух шпонок

$$h_{\text{шпн}} = h'_{\text{шпн}} + h''_{\text{шпн}} = 6,5 + 3 = 9,5 \text{ мм}.$$

Размер Δh (см. рис. VII.23) определяется с учетом допусков на размеры стержня. Ориентировочно можно принять $\Delta h = 2 \text{ мм}$. Тогда максимальная ширина паза

$$b_{п2 \max} = b_{\text{ст}} + 2 \Delta h \lg \frac{\theta}{2} = 8,1 + 2 \cdot 2 \lg \frac{16^\circ}{2} = 8,7 \text{ мм}.$$

Высота шлица h_n должна быть не менее 4 мм для уменьшения добавочных потерь от пульсации магнитного потока. Принимаем $h_n = 4 \text{ мм}$. По условиям прочности штампа $h_n/b_n \geq 2 \div 2,5$. Принимаем $b_n = 2 \text{ мм}$. Определим общую высоту паза ротора, мм:

Высота шлица h_n	4
Высота прямоугольной части стержня h'	6
Высота клиновидной части стержня h''	18,3
Зазор под стержнем Δh	2
Минимальный зазор над стержнем $h_{\text{мин}}$	0,5
Высота активной части паза h_{z2}	30,8
Суммарная высота клиновых шпонок $h_{\text{шпн}}$	9,5
Общая высота паза ротора h_{12}	40,3

43. Размеры зубца ротора:

зубцовый шаг по внешнему диаметру ротора

$$t_2 = \pi D_2 / Z_2 = \pi \cdot 646 / 80 = 25,4 \text{ мм};$$

ширина головки зубца ротора

$$b_{z2} = t_2 - b_n = 25,4 - 2 = 23,4 \text{ мм};$$

зубцовый шаг на диаметре наибольшей ширины пазов

$$t'_2 = \pi (D_2 - 2h'_{z2}) / Z_2 = \pi (646 - 2 \cdot 30,8) / 80 = 22,9 \text{ мм};$$

минимальная ширина зубца

$$b_{z2 \min} = t'_2 - b_{п2 \max} = 22,9 - 8,7 = 14,2 \text{ мм};$$

зубцовый шаг в расчетном сечении

$$t_{2(1/3)} = \pi \left(D_2 - \frac{4}{3} h_{z2} \right) / Z_2 = \pi \left(646 - \frac{4}{3} \cdot 40,3 \right) / 80 = 23,3 \text{ мм};$$

ширина паза в расчетном сечении

$$b_{п2 (1/3)} = b_{\text{ст}} - 2 \left(\frac{1}{3} h_{z2} - \Delta h - h_{\text{шпн}} \right) \lg \frac{\theta}{2} = 8,1 - 2 \left(\frac{1}{3} \cdot 40,3 - 2 - 9,5 \right) \lg \frac{16^\circ}{2} = 7,6 \text{ мм};$$

ширина зубца в расчетном сечении

$$b_{z2 (1/3)} = t_{2 (1/3)} - b_{п2 (1/3)} = 23,3 - 7,6 = 15,7 \text{ мм}.$$

44. Расчетная длина стержня

$$l_{c2} = l_2 + 2l_{c2} + b_{п2} = 455 + 2 \cdot 90 + 30 = 665 \text{ мм}.$$

где l_{c2} — длина лобового вылета стержня; значение l_{c2} окончательно выбирают из условия обеспечения механической прочности узла стержня ротора — короткозамыкающее кольцо;

$b_{п2}$ — ширина короткозамыкающего кольца, ее принимают из конструктивных соображений.

45. Площадь сечения короткозамыкающего кольца

$$q_{\text{кл}} = I_{\text{кл}} / j_{\text{кл}} = 4500 / 3 = 1500 \text{ мм}^2,$$

где $j_{\text{кл}}$ — плотность тока в короткозамыкающем кольце; $j_{\text{кл}} = 2,5 \div 3 \text{ А/мм}^2$ при отсутствии стального бандажного кольца на короткозамыкающем кольце; при конструкции с бандажным кольцом $j_{\text{кл}} = 3 \div 4 \text{ А/мм}^2$.

46. Толщина короткозамыкающего кольца в радиальном направлении

$$h_{\text{к}} = q_{\text{кл}} / b_{\text{кл}} = 1500 / 30 = 50 \text{ мм}.$$

47. Средняя длина короткозамыкающего кольца между центрами соседних стержней

$$l_{\text{кл}} = \pi (D_2 - h_{\text{н}}) / Z_2 = \pi (646 - 50) / 80 = 23,4 \text{ мм}.$$

48. Сопротивление короткозамыкающего кольца, приведенное к сопротивлению стержня при $t = 20^\circ \text{C}$,

$$r'_{\text{кл}} = 0,5 l_{\text{кл}} \left/ \left[57 q_{\text{кл}} \sin^2 \left(\frac{\pi l}{Z_2} \right) \right] \right. \\ = 0,5 \cdot 0,0234 \left/ \left[57 \cdot 1500 \sin^2 \left(\frac{3\pi}{80} \right) \right] \right. = 1 \cdot 10^{-5} \text{ Ом}.$$

49. Сопротивление стержня ротора при $t = 20^\circ \text{C}$

$$r_{\text{ст}} = l_{c2} / (57 q_{n2}) = 0,665 / (57 \cdot 144) = 8,1 \cdot 10^{-5} \text{ Ом}.$$

50. Активное сопротивление фазы ротора при $t = 20^\circ \text{C}$

$$r_2 = r_{\text{ст}} + r'_{\text{кл}} = 8,1 \cdot 10^{-5} + 1 \cdot 10^{-5} = 9,1 \cdot 10^{-5} \text{ Ом}.$$

51. Активное сопротивление ротора, приведенное к обмотке статора: при 20°C

$$r'_2 (20^\circ) = r_2 m_1 (\omega_{\text{ф}} K_{\text{об1}})^2 / [Z_2 (\omega_2 K_{\text{об2}})^2] =$$

$$9,1 \cdot 10^{-5} \cdot 3 (36 \cdot 0,9235)^2 / [80 (0,5 \cdot 1)^2] = 0,0150 \text{ Ом};$$

при 130°C

$$r'_2 = r'_2 (20^\circ) \cdot 1,44 = 0,015 \cdot 1,44 = 0,0216 \text{ Ом}.$$

Расчет магнитной цепи

Известно, что у асинхронных двигателей форма кривой индукции в воздушном зазоре зависит от степени насыщения, которая характеризуется значением коэффициента насыщения зубцовой зоны

$$K_z = (F_\delta + F_{z1} + F_{z2}) / F_\delta, \quad (\text{VII.19})$$

где F_δ , F_{z1} — магнитные напряжения соответственно воздушного зазора, зубцов статора и ротора.

При низкой степени насыщения ($K_z \approx 1$) распределение магнитной индукции в воздушном зазоре близко к синусоидальному, что соответствует коэффициенту магнитного перекрытия $\alpha_\delta = 2/\pi = 0,637$. С увеличением насыщения кривая магнитной индукции в зазоре уплощается, что приводит к увеличению α_δ . Зависимость α_δ (K_z) может быть выражена следующей формулой:

$$\alpha_\delta = \begin{cases} 16,2 - (2,06 - K_z)^2 - 3,245, & \text{если } 1 < K_z < 1,9; \\ 0,0567K_z + 0,668, & \text{если } 1,9 < K_z < 3. \end{cases} \quad (\text{VII.20})$$

Степени насыщения, соответствующие $K_z > 3$, в АТД не применяются.

Для учета зависимости α_δ (K_z) при расчете магнитного напряжения зубцового слоя АТД можно использовать следующий прием [84]. Заданшись предварительными значениями коэффициента магнитного перекрытия, например $\alpha_\delta = 0,7$, вычислим коэффициент K_z и соответствующее значение α'_δ :

$$\alpha'_\delta = \begin{cases} 0,244K_z + 0,393, & \text{если } 1 < K_z < 1,32; \\ 0,0833K_z + 0,605, & \text{если } 1,32 < K_z < 1,62; \\ 0,0408K_z + 0,674, & \text{если } 1,62 < K_z \leq 2,6; \\ 0,78, & \text{если } K_z > 2,6. \end{cases} \quad (\text{VII.21})$$

Далее необходимо уточнить значения индукций в воздушном зазоре B_δ , зубцах статора B_{z1} и ротора B_{z2} , умножив их значения на поправочный коэффициент $K'_1 = \alpha_\delta \alpha'_\delta$. Полученные значения индукций являются окончательными и по ним находим магнитное напряжение зубцовой зоны.

Чтобы учесть влияние неравномерности распределения индукции в спинках статора и ротора на магнитное напряжение этих участков, длину магнитной силовой линии в них необходимо умножить на поправочный коэффициент ξ_a , зависящий от индукции в спинке B_a :

$$\xi_a = \begin{cases} 0,736 - 0,143B_a, & \text{если } 0 < B_a \leq 0,95 \text{ Тл}; \\ 1,131 - 0,57 B_a, & \text{если } 0,95 \text{ Тл} < B_a < 1,35 \text{ Тл}; \\ 0,69 - 0,25 B_a, & \text{если } 1,35 \text{ Тл} < B_a < 1,64 \text{ Тл}; \\ 0,28 & \text{если } B_a > 1,64 \text{ Тл}. \end{cases}$$

Выбираем для сердечников статора и ротора электротехническую сталь марки 2212 ГОСТ 21427.2—83, кривая намагничивания для которой в табличной форме приведена в приложении 10.

52. Расчет магнитного напряжения спинки статора: расчетная высота спинки

$$h_{a1} = 0,5 (D_a - D_1 - 2h_{m1} - 1,33n_{k1} d_{k1}) = 0,5 (930 - 650 - 2 \cdot 39 - 1,33 \cdot 2 \cdot 21) = 73,07 \text{ мм},$$

где n_{k1} — число рядов вентиляционных каналов в спинке;

$d_{k1} = (d_1 + d_2)/n_{k1} = (22 + 20)/2 = 21 \text{ мм}$ — средний диаметр вентиляционных каналов;

d_1 , d_2 — диаметры вентиляционных каналов, мм;

длина магнитной силовой линии

$$L_{a1} = \pi (D_a - h_{a1}) = \pi (930 - 73,07) = 22,4 \text{ см};$$

магнитная индукция

$$B_{a1} = \Phi_1 / (2K_c h_{a1} l_a \cdot 10^{-6}) = 0,108 / (2 \cdot 0,94 \cdot 73,07 \cdot 465 \cdot 10^{-6}) = 1,69 \text{ Тл};$$

магнитная напряженность по табл. 2 приложения 10

$$H_{a1} = 55,5 \text{ А/см};$$

поправочный коэффициент

$$\xi_{a1} = 0,28, \text{ так как } B_{a1} > 1,64 \text{ Тл};$$

магнитное напряжение

$$F_{a1} = H_{a1} L_{a1} \xi_{a1} = 55,5 \cdot 22,4 \cdot 0,28 = 348 \text{ А}.$$

53. Расчет магнитного напряжения зубцов статора (начальное приближение): магнитная индукция

$$B'_{z1} = 2p\Phi_1 \cdot 10^6 / (K_c b_{z1} (1/3) Z_1 \alpha_\delta l_a) = 2 \cdot 3 \cdot 0,108 \cdot 10^6 / (0,94 \cdot 11 \cdot 108 \cdot 0,7 \cdot 465) = 1,78 \text{ Тл};$$

магнитная напряженность по табл. 2 приложения 10

$$H'_{z1} = 106 \text{ А/см};$$

магнитное напряжение

$$F'_{z1} = H'_{z1} h_{z1} = 106 \cdot 3,9 = 413,4 \text{ А}.$$

54. Расчет магнитного напряжения воздушного зазора (начальное приближение): коэффициент Картера, обусловленный пазами статора,

$$K_{\delta 1} = 1 + b_{n1}^2 / [l_1 (5\delta + b_m) - b_{n1}^2] = 1 + 8,7^2 / [18,9 (5 \cdot 2 + 8,7) - 8,7^2] = 1,272,$$

где $\delta = 2 \text{ мм}$ — воздушный зазор между статором и ротором;

коэффициент Картера, обусловленный пазами ротора,

$$K_{\delta 2} = 1 + b_s^2 / [l_2 (5\delta + b_s) - b_s^2] = 1 + 2^2 / [25,4 (5 \cdot 2 + 2) - 2^2] = 1,013;$$

резльтирующий коэффициент Картера

$$K_\delta = K_{\delta 1} K_{\delta 2} = 1,272 \cdot 1,013 = 1,29;$$

магнитная индукция

$$B'_\delta = 4p\Phi_1 \cdot 10^6 / [\pi (D_1 - \delta) \alpha_\delta (l_a + l_r)] = 4 \cdot 3 \cdot 0,108 \cdot 10^6 / [\pi (650 - 2) \cdot 0,7 (465 + 455)] = 0,988 \text{ Тл};$$

магнитное напряжение

$$F'_\delta = 795,8 B'_\delta K_\delta \delta = 795,8 \cdot 0,988 \cdot 1,29 \cdot 2 = 2030 \text{ А}.$$

55. Расчет магнитного напряжения зубцов ротора (начальное приближение): магнитная индукция

$$B'_{z2} = 2p\Phi_1 \cdot 10^6 / (\alpha_\delta K_c b_{z2} (1/3) Z_2 l_a) = 2 \cdot 3 \cdot 0,108 \cdot 10^6 / (0,7 \cdot 0,94 \cdot 15,7 \cdot 80 \cdot 455) = 1,72 \text{ Тл};$$

магнитная напряженность по табл. 2 приложения 10

$$H'_{z2} = 68,3 \text{ А/см};$$

магнитное напряжение

$$F'_{z2} = h_{z2} H'_{z2} = 4,03 \cdot 68,3 = 275 \text{ А.}$$

56. Коэффициент насыщения зубцовой зоны по формуле (VII.19)

$$K_z = (F'_\delta + F'_{z1} + F'_{z2})/F'_\delta = (2030 + 413,4 + 275)/2030 = 1,34.$$

57. Уточненное значение коэффициента магнитного перекрытия по формуле (VII.21) для $1,32 < K_z \leq 1,62$:

$$\alpha'_\delta = 0,0833 K_z + 0,605 = 0,0833 \cdot 1,34 + 0,605 = 0,717.$$

58. Поправочный коэффициент для пересчета индукций в зубцовом слое

$$K'_1 = \alpha'_\delta / \alpha_\delta = 0,7/0,717 = 0,976.$$

59. Уточнение значения магнитного напряжения зубцов статора:
магнитная индукция

$$B_{z1} = B'_{z1} K'_1 = 1,78 \cdot 0,976 = 1,74 \text{ Тл};$$

магнитная напряженность по табл. 2 приложения 10

$$H_{z1} = 80,7 \text{ А/см};$$

магнитное напряжение

$$F_{z1} = h_{z1} H_{z1} = 3,9 \cdot 80,7 = 315 \text{ А.}$$

60. Уточнение значения магнитного напряжения воздушного зазора:
магнитная индукция

$$B_\delta = B'_\delta K'_1 = 0,988 \cdot 0,976 = 0,964 \text{ Тл};$$

магнитное напряжение

$$F_\delta = F'_\delta K'_1 = 2030 \cdot 0,976 = 1980 \text{ А.}$$

61. Уточнение значения магнитного напряжения зубцов ротора:
магнитная индукция

$$B_{z2} = B'_{z2} K'_1 = 1,72 \cdot 0,976 = 1,68 \text{ Тл};$$

магнитная напряженность по табл. 2 приложения 10

$$H_{z2} = 51 \text{ А/см};$$

магнитное напряжение

$$F_{z2} = h_{z2} H_{z2} = 4,03 \cdot 51 = 206 \text{ А.}$$

62. Расчет магнитного напряжения спинки ротора:
расчетная высота спинки

$$h_{a2} = 0,5 (D_2 - D_{a1} - 2h_{z2} - 1,33n_{k2} d_{k2}) = 0,5 (646 - 300 - 2 \cdot 40,3 - 1,33 \cdot 2 \cdot 21) = 105 \text{ мм.}$$

где D_{a1} — внутренний диаметр пакета ротора;
 $n_{k2} = 2$ — число рядов вентиляционных каналов в спинке;
 $d_{k2} = (d'_1 + d'_2)/n_{k2} = (22 + 20)/2 = 21 \text{ мм}$ — средний диаметр вентиляционных каналов;
 d'_1, d'_2 — диаметры вентиляционных каналов ротора, мм;
длина магнитной силовой линии

$$L_{a2} = \pi (D_2 - 2h_{z2} - h_{a2})/(40\rho) = \pi (646 - 2 \cdot 40,3 - 105)/(40 \cdot 3) = 12,0 \text{ см};$$

магнитная индукция

$$B_{a2} = \Phi_1/(2K_c h_{a2} l_2 \cdot 10^{-6}) = 0,108/(2 \cdot 0,94 \cdot 105 \cdot 455 \cdot 10^{-6}) = 1,2 \text{ Тл};$$

магнитная напряженность по табл. 2 приложения 10

$$H_{a2} = 7,7 \text{ А/см};$$

поправочный коэффициент для $B_{a2} = 1,2 \text{ Тл}$

$$\xi_{a2} = 1,131 - 0,57 B_{a2} = 1,131 - 0,57 \cdot 1,2 = 0,447;$$

магнитное напряжение

$$F_{a2} = H_{a2} L_{a2} \xi_{a2} = 7,7 \cdot 12,0 \cdot 0,447 = 41 \text{ А.}$$

63. Магнитодвижущая сила при холостом ходе с запасом 3%

$$F_0 = 1,03 (F_{a1} + F_{z1} + F_\delta + F_{z2} + F_{a2}) = 1,03 (348 + 315 + 1980 + 206 + 41) = 2980 \text{ А.}$$

64. Действующее значение намагничивающего тока

$$I_\mu = 0,74\rho F_0/(\omega_0 K_{061}) = 0,74 \cdot 3 \cdot 2980/(36 \cdot 0,9235) \approx 200 \text{ А.}$$

65. Относительный ток намагничивания

$$I'_\mu = I_\mu/I_\phi = 200/505 = 0,396.$$

Значение I'_μ должно находиться в пределах 0,3—0,4. Если $I'_\mu < 0,3$, целесообразно увеличить индукции на участках магнитной цепи, например, путем уменьшения длины или диаметров пакетов статора и ротора. При $I'_\mu > 0,4$ следует проанализировать, какой из участков магнитной цепи имеет наибольшее магнитное напряжение, и принять меры для уменьшения индукции на этом участке (изменить размеры пазов статора или ротора, размеры вентиляционных каналов, диаметры D_1, D_2, D_{a1}). Если все стальные участки имеют большое магнитное напряжение, то следует увеличить длину пакетов статора и ротора (при наличии свободного места в осевом направлении по п. 35) или увеличить число витков фазы обмотки статора, уменьшив магнитный поток и расчетные индукции. Добившись того, чтобы величина I'_μ находилась в требуемых пределах, переходим к дальнейшему расчету.

Расчет индуктивных сопротивлений

66. Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора:
удельная проводимость пазовой части (см. рис. VII.21)

$$\lambda_{п1} = \frac{h'_1}{3b_{п1}} + \frac{h''_1}{b_{п1}} + \mu_{кл} \frac{h_{кл}}{b_{п1}} = \frac{28}{3 \cdot 8,7} + \frac{3}{8,7} + 3 \frac{4}{8,7} = 2,8.$$

где $\mu_{кл} = 3$ — относительная магнитная проницаемость материала клина; для немагнитных клиньев $\mu_{кл} = 1$, для клиньев из магнитодиэлектрика $\mu_{кл} = 2 \div 3$;

удельная проводимость рассеяния по коронкам зубцов

$$\lambda_r = 0,318 \ln \sqrt{0,25 + \delta_1^2} + \delta_1 - 0,637 \delta_1 \operatorname{arctg} (2\delta_1) = 0,318 \ln$$

$$\times \sqrt{0,25 + 0,3^2} + 0,3 - 0,637 \cdot 0,3 \operatorname{arctg} (2 \cdot 0,3) = 0,025,$$

где $\delta_1 = \delta K_{a1}/b_{п1} = 2 \cdot 1,272 \cdot 8,7 = 0,3$;

среднее полюсное деление по лобовым частям

$$\tau_L = \frac{\pi}{2\rho} (D_1 + h_{z1}) = \frac{\pi}{6} (650 + 39) = 360,8 \text{ мм};$$

удельная проводимость рассеяния лобовых частей

$$\lambda_L = \frac{m_1 K_{p1}^2}{\pi} \frac{0,3\tau_L}{l_a} (3\beta - 1) = \frac{3 \cdot 0,956^2}{\pi} \frac{0,3 \cdot 360,8}{465} (3 \cdot 0,833 - 1) = 0,304;$$

удельная проводимость дифференциального рассеяния

$$\lambda_d = \frac{m_1 K_{\delta 01}^2 D_1}{2\pi p \delta K_{\delta}} [0,00214 + 0,7 (2p/Z_1)^2] =$$

$$\frac{3 \cdot 0,9235^2 \cdot 650}{2\pi \cdot 3 \cdot 2 \cdot 1,29} [0,00214 + 0,7 (2 \cdot 3/108)^2] = 0,147;$$

индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора

$$x_1 = 0,158 \cdot 10^{-7} f_{1ном} \frac{l_a \omega_{\Phi}^2}{p} \left[\frac{3\beta + 1}{4q} (\lambda_{п1} + \lambda_{т1}) + \lambda_{д1} + \lambda_d \right]$$

$$0,158 \cdot 10^{-7} \cdot 45 \frac{465 \cdot 36^2}{3} \left[\frac{3 \cdot 0,833 + 1}{4 \cdot 6} (2,8 + 0,025) + 0,304 + 0,147 \right] =$$

$$0,123 \text{ Ом.}$$

67. Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора;
удельная проводимость пазового рассеяния (см. рис. VII.23)

$$\lambda_{п2} = h_c^2 (k/2) + (h_{min} + 0,5\Delta h)/b_1 + h_a/b_s$$

$$24,3^2 (3/144) + (0,5 + 0,5 \cdot 2)/7 + 4,2/3,58,$$

где b_1 — 7 мм — ширина прямоугольной части стержня;
удельная проводимость по коронкам зубцов с учетом дифференциального рассеяния

$$\lambda_{к2} = l_2' / (9,5\delta K_{\delta}) = 25,4 / (9,5 \cdot 2 \cdot 1,29) = 1,04;$$

удельная проводимость рассеяния лобовых частей

$$\lambda_{л2} = \frac{0,17 l_{a2}}{p l_2} + \frac{0,575 (D_2 - h_{кл})}{Z_2 l_2 \sin^2 (p\pi/Z_2)} \lg \frac{2,35 (D_2 - h_{кл})}{h_{кл} + b_{кл}}$$

$$\frac{0,17 \cdot 90}{3 \cdot 455} + \frac{0,575 (646 - 50)}{80 \cdot 455 \sin^2 (3\pi/80)} \lg \frac{2,35 (646 - 50)}{50 + 30} = 0,858;$$

индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, приведенное к обмотке статора,

$$x_2' = 7,54 \cdot 10^{-8} f_1 l_2 \omega_{\Phi}^2 K_{\delta 01}^2 (\lambda_{п2} + \lambda_{к2} + \lambda_{л2}) \cdot Z_2$$

$$7,54 \cdot 10^{-8} \cdot 45 \cdot 455 \cdot 36^2 \cdot 0,9235^2 (3,58 + 1,04 + 0,858) / 80 = 0,117 \text{ Ом}$$

Расчет потерь и к.п.д.

68. Основные потери в стали статора
масса зубцов статора

$$m_{z1} = [\pi (D_1 + h_{п1}) - Z_1 b_{п1}] l_a h_{п1} K_{\sigma} \gamma_{\sigma} = [\pi (0,65 + 0,039) -$$

$$- 108 \cdot 0,0087] 0,465 \cdot 0,039 \cdot 0,94 \cdot 7850 = 164 \text{ кг;}$$

масса спинки статора

$$m_{a1} = \frac{\pi}{4} [D_a^2 - (D_1 + 2h_{п1})^2 - m_{к1} d_{к1}^2] l_a K_{\sigma} \gamma_{\sigma} =$$

$$= \frac{\pi}{4} [0,93^2 - (0,65 + 2 \cdot 0,039)^2 - 116 \cdot 0,021^2] 0,465 \cdot 0,94 \cdot 7850 = 765 \text{ кг;}$$

удельные потери в стали при номинальной частоте

$$p_{уд} = p_{1/50} (0,02 f_{1ном})^{1,5} = 2,2 (0,02 \cdot 45)^{1,5} = 1,88 \text{ Вт/кг,}$$

где $p_{1/50}$ — 2,2 Вт/кг для стали марки 2212 толщиной 0,5 мм при индукции 1 Тл и частоте 50 Гц (см. приложение 11);

потери в стали статора

$$\Delta P_{\sigma} = 0,9 C_{\pi} p_{уд} (m_{a1} B_{a1}^2 + m_{z1} B_{z1}^2) =$$

$$0,9 \cdot 2,85 \cdot 1,88 (765 \cdot 1,69^2 + 164 \cdot 1,74^2) = 13000 \text{ Вт,}$$

где C_{π} — 2,85 — коэффициент, учитывающий увеличение потерь в стали при открытых пазах статора;

смножитель 0,9 учитывает снижение потерь в стали при использовании магнитодиэлектрических клиньев в пазах статора.

69. Добавочные потери в обмотках статора и ротора:
для статора

$$\Delta P_{м1д} = \sum_{v=1,3,5,\dots} (m_1 I_{1v}^2 r_1 K_{dv});$$

для ротора

$$\Delta P_{м2д} = \sum_{v=1,3,5,\dots} [m_2 (I_{2v}')^2 r_2 K_{rv}];$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$;

$I_{1v} \approx I_{2v}'$ — токи высших гармонических статора и ротора, А;

K_{dv} — коэффициент увеличения сопротивления статора для гармоники под номером v ;

K_{rv} — коэффициент увеличения сопротивления ротора для гармоники под номером v .

Если пренебречь активным сопротивлением обмоток, то

$$I_{1v} = I_{2v}' = U_{\Phi} / [v^2 (x_1 + x_2' K_{rv})] = 750 / [v^2 (0,123 + 0,117 K_{rv})],$$

где K_{rv} — коэффициент, учитывающий уменьшение индуктивного сопротивления ротора вследствие вытеснения тока;

$$K_{dv} = 1 + \left[\Psi(\xi_v) + \frac{m_x^2 - 1}{3} \Psi(\xi_v) - 1 \right] a' + \frac{n_x^2 - 1}{3} \Psi(\xi_v'),$$

где $\xi_v = 0,0118 h_{пр} \sqrt{b_{пр} f_{1ном} v / b_{п1}} = 0,0118 \cdot 2 \sqrt{6 \cdot 45 v / 8,7} =$

$= 0,131 \sqrt{v}$ — приведенная высота элементарного проводника;

$m_x = u_n n_{\sigma} = 12 \cdot 1 = 12$ — число элементарных проводников в пазу;

$$a' = 2 l_{\pi} / l_{r1} = 2 \cdot 465 / 1800 = 0,517;$$

$$\xi_v' = 0,5 n_{\sigma} \xi_v / \sqrt{1 + a'} = 0,5 \cdot 1 \cdot 0,131 \sqrt{v} / \sqrt{1 + 0,517} = 0,053 \sqrt{v}.$$

Подставив известные величины, получаем

$$K_{dv} = 1 + 0,517 [\Psi(\xi_v) + 47,67 \Psi(\xi_v') - 1],$$

$$\text{где } \Psi(\xi_v) = \frac{\text{sh}(2\xi_v) + \sin(2\xi_v)}{\text{ch}(2\xi_v) - \cos(2\xi_v)};$$

$$\Psi(\xi_v') = 2\xi_v' \frac{\text{sh} \xi_v' - \sin \xi_v'}{\text{ch} \xi_v' + \cos \xi_v'}.$$

С высокой точностью:

$$\varphi(\xi_v) = \begin{cases} 1 + \frac{4}{45} \xi_v^4, & \text{если } 0 < \xi_v \leq 1; \\ 1 + 0,038 \xi_v^2 + 0,047 \xi_v^4, & \text{если } 1 < \xi_v \leq 2; \\ \xi_v, & \text{если } \xi_v > 2; \end{cases}$$

$$\Psi(\xi_v) = \begin{cases} \frac{1}{3} \xi_v^4, & \text{если } 0 < \xi_v \leq 1; \\ -0,405 + 0,661 \xi_v^2 + 0,063 \xi_v^4, & \text{если } 1 < \xi_v \leq 2; \\ 2 \xi_v, & \text{если } \xi_v > 2. \end{cases}$$

$$K_{rv} = 1 + [\varphi(\xi_{v2}) - 1] \frac{l_r}{l_{r2}},$$

$$\text{где } \xi_{v2} = 0,0118 \frac{q_2}{b_1} \sqrt{6k l_{\text{ном}}} = 0,0118 \frac{144}{7} \sqrt{6 \cdot 45k} = 4 \sqrt{k}.$$

приведенная высота стержня ротора;

$$K_{xv} = 1 + [\varphi_x(\xi_{v2}) - 1] \frac{l_x}{l_{x2}},$$

$$\text{где } \varphi_x(\xi_{v2}) = \frac{1,5}{\xi_{v2}} \frac{\text{sh}(2\xi_{v2}) + \sin(2\xi_{v2})}{\text{ch}(2\xi_{v2}) - \cos(2\xi_{v2})},$$

при $\xi_{v2} > 2$ $\varphi_x(\xi_{v2}) = 1,5/\xi_{v2}$.

Подставляем в расчетные формулы известные числовые данные. Результаты сводим в табл. VII.1.

Так как потери от высших гармоник примерно пропорциональны v^{-2} и их величина для гармоник $v = 17; 19$ незначительна (см. табл. VII.1), то расчет для гармоник более высоких порядков не производим. Тогда

$$\Delta P_{\text{млд}} = \sum_{v=5}^{19} (m_1 I_{1v}^2 r_1 K_{dv}) = 1820 + 500 + 105 + 58 + 25 + 18 = 2530 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_{\text{млд}} = \sum_{v=5}^{19} [m_1 (I'_{2v})^2 r'_2 K_{rv}] = 4920 + 1340 + 310 + 160 + 70 + 45 = 6845 \text{ Вт}.$$

Так как добавочные потери в меди ротора оказались весьма существенными (почти в 3 раза больше, чем в статоре), для увеличения к.п.д. двигателя целесообразно принять меры по их уменьшению. Как сказано выше, при выбранной форме стержня токи высших гармоник замыкаются по верхней части стержня (см. рис. VII.23). Чтобы снизить потери, увеличим ширину верхней части стержня до 9 мм, не изменяя его общего сечения. При этом наиболее узкое место зубца будет находиться на уровне удаленного от воздушного зазора угла верхней части паза. Ширина зубца в узком месте зубца

$$b_{z2\text{min}} \approx \pi (D_2 - 2h_s - 2h' - 2h_{\text{min}})/Z_2 - b_1 = \pi (646 - 2 \cdot 4 - 2 \cdot 6 - 2 \cdot 0,5)/80 - 9 = 15,5 \text{ мм} > 14 \text{ мм},$$

т. е. индукция в узком месте зубца не превышает установленных пределов. Новые размеры стержня показаны на рис. VII.23 в скобках. Так как изменения незначительны, считаем, что намагничивающий ток и индуктивное сопротивление двигателя не изменяются. В табл. VII.1 приведены результаты расчета добавочных потерь для новых размеров стержня (цифры в скобках).

Таблица VII.1. Результаты расчета добавочных потерь

Расчетные формулы	Номер гармоники $v=6k \pm 1$						
	1	5	7	11	13	17	19
	$k=0$	$k=1$		$k=2$		$k=3$	
$\xi_v = 0,131 \sqrt{v}$	0,131	0,29	0,347	0,434	0,472	0,54	0,57
$\varphi(\xi_v)$	1,000026	1,00067	1,0013	1,0033	1,0046	1,0076	1,0094
$\Psi(\xi_v)$	0,00001	0,0025	0,0049	0,0122	0,017	0,0283	0,0352
$K_{dv} = 1 + 0,517 [\varphi(\xi_v) + 47,67 \Psi(\xi_v) - 1]$	1,0024	1,062	1,12	1,3	1,415	1,7	1,87
$\xi_{v2} = 4 \sqrt{k} (3,1 \sqrt{k})$	—	4 (3,1)	4 (3,1)	5,66 (4,4)	5,66 (4,4)	6,93 (5,37)	6,93 (5,37)
$\varphi(\xi_{v2})$	—	4 (3,1)	4 (3,1)	5,66 (4,4)	5,66 (4,4)	6,93 (5,37)	6,93 (5,37)
$K_{rv} = 1 + 0,68 [\varphi(\xi_{v2}) - 1]$	—	3,04 (2,43)	3,04 (2,43)	4,17 (3,31)	4,17 (3,31)	5,03 (3,97)	5,03 (3,97)
$\varphi_x(\xi_{v2})$	—	0,375 (0,484)	0,375 (0,484)	0,265 (0,34)	0,265 (0,34)	0,216 (0,279)	0,216 (0,279)
$K_{xv} = 1 + 0,68 \times [\varphi_x(\xi_{v2}) - 1]$	—	0,575 (0,65)	0,575 (0,65)	0,5 (0,55)	0,5 (0,55)	0,467 (0,51)	0,467 (0,51)
$I_{1v \neq 1} = \frac{750}{v^2(0,123 + 0,117 K_{rv})}, \text{ А}$	—	158 (150)	80 (77)	34 (33)	24,5 (23,7)	14,6 (14)	11,7 (11,4)
$\Delta P_{\text{м}1v \neq 1} = 0,069 I_{1v}^2 K_{dv}, \text{ Вт}$	—	1820 (1660)	500 (450)	105 (98)	58 (54)	25 (23)	18 (17)
$\Delta P_{\text{м}2v} = 0,0648 I_{2v}^2 K_{rv}, \text{ Вт}$	—	4920 (3540)	1340 (930)	310 (230)	160 (120)	70 (50)	45 (30)

Окончательно получаем:

$$\Delta P_{\text{мид}} = 1660 + 450 + 98 + 54 + 23 + 17 = 2300 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_{\text{мзд}} = 3540 + 930 + 230 + 120 + 50 + 30 = 4900 \text{ Вт}.$$

Таким образом, путем небольшого изменения размеров стержня удалось снизить добавочные потери от высших гармоник в обмотках двигателя на 2170 Вт.

70. Добавочные потери (см. п. 69) определены для случая идеального сглаживания пульсаций тока. В реальных условиях коэффициент пульсации напряжения $K_{\text{п}} = 0,05 \div 0,3$. Меньшие значения $K_{\text{п}}$ относятся к случаю применения четырехквадрантного выпрямителя в сочетании со сглаживающим фильтром, настроенным на резонанс при двойной сетевой частоте (для СССР 100 Гц). При использовании управляемого двухполупериодного выпрямителя $K_{\text{п}} \approx 0,3$. Первый вариант выпрямителя обычно используется в сочетании с широтно-импульсным регулированием напряжения на двигателе, второй — при амплитудном регулировании напряжения.

Добавочные пульсационные потери могут быть определены по следующим эмпирическим зависимостям:

для статора

$$\Delta P_{\text{мид}} = 7,8 K_{\text{п}}^2 \Delta P_{\text{мид}};$$

для ротора

$$\Delta P_{\text{мзд}} = 16 K_{\text{п}}^2 \Delta P_{\text{мзд}}.$$

Так как двигатель может использоваться с различными типами инверторов, примем $K_{\text{п}} = 0,3$. Тогда $\Delta P_{\text{мид}} = 7,8 \cdot 0,3^2 \cdot 2345 = 1650 \text{ Вт}$; $\Delta P_{\text{мзд}} = 16 \cdot 0,3^2 \times \times 4900 = 7060 \text{ Вт}$.

71. Потери в стали от высших гармонических напряжения

$$\Delta P_{\text{свт}} = K_{\text{сд}} \Delta P_{\text{с}} (m_{\text{с}} + m_{\text{р}}) / m_{\text{с}} = 0,022 \cdot 13\,000 (929 + 736) / 929 = 510 \text{ Вт},$$

где

$$K_{\text{сд}} = \sum_{v=5}^{\infty} v^{-2,7} = 0,022 \text{ — коэффициент добавочных потерь в стали};$$

$m_{\text{с}} = m_{\text{а1}} + m_{\text{а2}} = 765 + 164 = 929 \text{ кг}$ — масса электротехнической стали статора;

$m_{\text{р}} = m_{\text{а3}} + m_{\text{а4}} = 545 + 191 = 736 \text{ кг}$ — масса электротехнической стали ротора;

$$m_{\text{а1}} = \frac{\pi}{4} [(D_2 - 2h_{22})^2 - D_{21}^2 - m_{\text{к2}} d_{\text{к2}}^2] l_2 K_{\text{с}} \gamma_{\text{с}} \cdot 10^{-6} =$$

$$= \frac{\pi}{4} [(646 - 2 \cdot 38,8)^2 - 300^2 - 60 \cdot 21^2] 455 \cdot 0,94 \cdot 7,85 \cdot 10^{-6} =$$

$$= 545 \text{ кг — масса спинки ротора};$$

$$m_{\text{а2}} \approx [\pi h_{22} (D_2 - h_{22}) - Z_2 (q_2 + b_2 h_2 + h_{\text{шп}} b_{\text{шп}})] l_2 K_{\text{с}} \gamma_{\text{с}} \cdot 10^{-6} =$$

$$= [\pi \cdot 38,8 (646 - 38,8) - 80 (144 + 2 \cdot 4 + 9,5 \cdot 6,5)] 455 \cdot 0,94 \cdot 7,85 \cdot 10^{-6} =$$

$$= 191 \text{ кг — масса зубцов ротора}.$$

72. Поправочный коэффициент

$$\sigma_1 = 1 + \frac{x_1 I_{\text{м}}}{U_{\Phi} - x_1 I_{\text{м}}} = 1 + \frac{0,123 \cdot 200}{750 - 0,123 \cdot 200} = 1,034.$$

73. Полное сопротивление двигателя по схеме замещения

$$Z = \sigma_1 U_{\Phi} / I_2' = 1,034 \cdot 750 / 427 = 1,816 \text{ Ом}.$$

где $I_2' = 1,01 I_{\Phi 1} \cos \varphi = 1,01 \cdot 505 \cdot 0,84 \approx 427 \text{ А}$.

74. Ток статора фазный (уточненное значение)

$$I_{\Phi 1} = \sqrt{(I_2')^2 + I_2^2 + 2 I_0 I_2' (x_1 + x_2') / Z} =$$

$$= \sqrt{427^2 + 200^2 + 2 \cdot 200 \cdot 427 (0,123 + 0,117) / 1,816} = 495 \text{ А}.$$

$$75. \cos \varphi = \sin \left[\arccos \frac{I_0^2 + (I_{\Phi 1})^2 - (I_2')^2}{2 I_0 I_{\Phi 1}} \right]$$

$$= \sin \left[\arccos \frac{200^2 + 495^2 - 427^2}{2 \cdot 200 \cdot 495} \right] = 0,855.$$

76. Мощность, потребляемая двигателем при питании от источника синусоидального напряжения,

$$P_1 = m_1 U_{\Phi} I_{\Phi 1} \cos \varphi \cdot 10^{-3} = 3 \cdot 750 \cdot 495 \cdot 0,855 \cdot 10^{-3} = 952 \text{ кВт}.$$

77. Потери в меди статора от первой гармоники

$$\Delta P_{\text{м1}} = m_1 (I_{\Phi 1}')^2 r_1 K_{\text{д1}} = 3 \cdot 495^2 \cdot 0,023 \cdot 1,0024 \cdot 10^{-3} = 16,95 \text{ кВт}.$$

78. Потери в меди ротора от первой гармоники

$$\Delta P_{\text{м2}} = m_2 (I_2')^2 r_2' = 3 \cdot 427^2 \cdot 0,0216 \cdot 10^{-3} = 11,8 \text{ кВт}.$$

79. Механические потери

$$\Delta P_{\text{мех}} = 0,002 P_1 = 0,002 \cdot 952 \approx 1,9 \text{ кВт}.$$

80. Добавочные потери в двигателе без учета потерь от высших гармоник

$$\Delta P_{\text{д}}' = 0,005 P_1 = 0,005 \cdot 952 = 4,76 \text{ кВт}.$$

81. Полезная мощность двигателя

$$P_2 = P_1 - \Delta P_{\text{м1}} - \Delta P_{\text{м2}} - \Delta P_{\text{с}} - \Delta P_{\text{мех}} - \Delta P_{\text{д}} =$$

$$= 952 - 16,95 - 11,8 - 13 - 1,9 - 4,76 \approx 904 \text{ кВт}.$$

Так как полученное значение P_2 отличается от заданного $P_{\text{ном}} = 900 \text{ кВт}$ менее чем на 1 %, пересчет токов I_1, I_2 не выполняем. При расхождении более чем на 1—2 % нужно значение I_2' умножить на отношение $P_{\text{ном}} / P_2$ и с полученным новым значением I_2' произвести пересчет по формулам пп. 73—81.

82. Сумма добавочных потерь от высших гармоник

$$\Sigma \Delta P_{\text{д}} = \Delta P_{\text{мид}} + \Delta P_{\text{мзд}} + \Delta P_{\text{мид}} + \Delta P_{\text{мзд}} + \Delta P_{\text{свт}} =$$

$$= 2,3 + 4,9 + 1,65 + 7,06 + 0,55 = 16,46 \text{ кВт}.$$

83. К.п.д. двигателя:

при питании от источника синусоидального напряжения

$$\eta_{\text{д}}' = P_2 / P_1 = 904 / 952 = 0,95;$$

при питании от инвертора

$$\eta_{\text{д}} = P_2 / (P_1 + \Sigma \Delta P_{\text{д}}) = 904 / (952 + 16,46) = 0,933.$$

Таким образом, при питании от инвертора к.п.д. уменьшается на 1,7 %. Для повышения к.п.д. целесообразно применять преобразователи с низким значением $K_{\text{п}}$ (см. п. 70). Например, при $K_{\text{п}} = 0,05$ (вместо $K_{\text{п}} = 0,3$) пульсационные потери в двигателе уменьшаются с 8,71 до 0,24 кВт, а к.п.д. возрастет до 0,942.

Уточненные значения параметров

84. Угол сдвига между током и э. д. с. ротора

$$\cos \psi_2 = 13,87 M_{\text{ном}} / (p m_1 \omega_{\Phi} K_{\text{об1}} \Phi_1 I_2') = 13,87 \cdot 985 / (3 \cdot 3 \cdot 36 \times$$

$$\times 0,9235 \cdot 0,108 \cdot 427) = 0,99;$$

$$\psi_2 = \arccos 0,99 = 8^{\circ} 04'.$$

85. Частота тока ротора в номинальном режиме

$$f_2' = f_{1 \text{ ном}} r_2' / (Z \cos \varphi_2 - r_1 K_{\text{д1}}) = 45 \cdot 0,0216 / (1,816 \cdot 0,99 - 0,023 \cdot 1,0024) = 0,548 \text{ Гц.}$$

86. Индуктивное сопротивление короткого замыкания

$$x_K = x_1 \sigma_1 + x_2' \sigma_2' = 0,123 \cdot 1,034 + 0,117 \cdot 1,034^2 = 0,252 \text{ Ом.}$$

87. Максимальный электромагнитный момент на валу

$$M_{\text{э max}} = 0,0244 \frac{p U_{\text{ф}}^2}{x_K f_{1 \text{ ном}}} \left(1 - \frac{r_1 K_{\text{д1}} \sigma_1}{x_K} \right) = 0,0244 \frac{3 \cdot 750^2}{0,252 \cdot 45} \left(1 - \frac{0,023 \cdot 1,0024 \cdot 1,034}{0,252} \right) = 3290 \text{ кгс} \cdot \text{м} = 32 \text{ 200 Н} \cdot \text{м.}$$

88. Кратность максимального момента

$$K_M = M_{\text{э max}} / M_{\text{ном}} = 3290 / 985 = 3,3.$$

Чтобы электровоз мог использовать полностью номинальную мощность вплоть до конструкционной скорости, должно выполняться условие $K_M > v_{\text{max}} / v_{\text{э ном}} = 110 / 48,1 = 2,3$, т. е. условие выполняется. Если оно не выполняется, то необходимо уменьшить x_K . Наиболее эффективно это можно сделать путем изменения размеров шлица ротора.

Тепловой расчет обмотки статора (см. § 11.3)

89. Приведенный периметр паза

$$p' = b_{\text{п1}} + 2h_{\text{п1}} = 0,0087 + 2 \cdot 0,039 = 0,0867 \text{ м.}$$

90. Эффективная толщина изоляции

$$b_{\text{из}} = 0,5 (b_{\text{п1}} - b_{\text{пр}}) = 0,5 (0,0087 - 0,006) = 0,00135 \text{ м.}$$

91. Удельная теплопроводность изоляции

$$\lambda_{\text{из}} = \Delta_{\text{из}} / b_{\text{из}} = 0,2 / 0,00135 = 148 \text{ Вт} / (^\circ\text{C} \cdot \text{м}).$$

где коэффициент теплопроводности $\Delta_{\text{из}} = 0,2 \div 0,25 \text{ Вт} / (^\circ\text{C} \cdot \text{м})$ — для изоляции класса F типа «Монолит»; $\Delta_{\text{из}} = 0,13 \div 0,15 \text{ Вт} / (^\circ\text{C} \cdot \text{м})$ для изоляции класса H.

92. Площадь воздушного зазора

$$S_{\text{в}} = \frac{\pi}{4} (D_1^2 - D_2^2) = \frac{\pi}{4} (0,65^2 - 0,646^2) = 0,0041 \text{ м}^2.$$

93. Площадь каналов статора

$$S_{\text{кан 1}} = \frac{\pi}{4} d_{\text{к1}}^2 m_{\text{к1}} = \frac{\pi}{4} 0,021^2 \cdot 116 = 0,04 \text{ м}^2.$$

94. Площадь каналов ротора

$$S_{\text{кан 2}} = \frac{\pi}{4} d_{\text{к2}}^2 m_{\text{к2}} = \frac{\pi}{4} 0,021^2 \cdot 60 = 0,0208 \text{ м}^2.$$

95. Общая площадь каналов, через которые проходит охлаждающий воздух,

$$\Sigma S_{\text{кан}} = S_{\text{в}} + S_{\text{кан 1}} + S_{\text{кан 2}} = 0,041 + 0,04 + 0,0208 = 0,0649 \text{ м}^2.$$

96. Эквивалентная скорость охлаждающего воздуха по формуле (III. 33)

$$v_{\text{э в}} = Q / (60 \Sigma S_{\text{кан}}) = 110 / (60 \cdot 0,0649) = 28,2 \text{ м/с,}$$

где $Q = K_{\text{в}} (P_2 - P_1 + \Sigma \Delta P_{\text{доб}}) \approx 1,7(952 - 904 + 16,46) = 110 \text{ м}^3/\text{мин}$ — расход охлаждающего воздуха по формуле (III.23).

97. Коэффициент теплоотдачи с поверхности каналов по формуле (III.34)

$$\alpha_K = 30 + 2,4 v_{\text{э в}} = 30 + 2,4 \cdot 28,2 = 97,7 \text{ Вт} / (^\circ\text{C} \cdot \text{м}^2).$$

98. Основные потери в меди при 20 °C

$$\Delta P_{\text{м1}}' = m_1 (I_{\text{ф1}}^2 r_1 (20^\circ) K_{\text{д1}} = 3 \cdot 495^2 \cdot 0,016 \cdot 1,0024 = 11 \text{ 800 Вт.}$$

99. Превышение температуры обмотки статора над охлаждающим воздухом

$$\theta_{\text{м}} = (1,02A' + B') / (1 - 0,04A') = (1,02 \cdot 51 + 52) / (1 - 0,004 \cdot 51) = 131 \text{ }^\circ\text{C,}$$

где

$$A' = \frac{\Delta P_{\text{м1}}' (K_2' \pi m_{\text{к1}} d_{\text{к1}} / Z_1 + p' \lambda_{\text{из}} / \alpha_K)}{Z_1 \lambda_{\text{из}} p' l_a (0,35 l_1 l_{\text{в1}} / l_a + K_2' \pi m_{\text{к1}} d_{\text{к1}} / Z_1)} = \frac{11800 (0,5 \pi \cdot 116 \cdot 0,021 / 108 + 0,0867 \cdot 148 / 97,7)}{108 \cdot 148 \cdot 0,0867 \cdot 0,465 (0,35 \cdot 0,0189 \cdot 1,8 / 0,465 + 0,5 \pi \cdot 116 \cdot 0,021 / 108)} = 51 \text{ }^\circ\text{C;}$$

$K_2' = 0,5$ учитывает неравномерность распределения воздуха по каналам и уменьшение теплоотдачи при двух рядах каналов;

$$B' = A' \frac{\Delta P_{\text{м1д}} + \Delta P_{\text{м1п}}}{\Delta P_{\text{м1}}} + \frac{\Delta P_{\text{с}} [1 / \alpha_K - l_1 l_{\text{в1}} / (l_a \lambda_{\text{из}} p')] }{0,35 l_1 l_{\text{в1}} Z_1 + K_2' \pi m_{\text{к1}} d_{\text{к1}} l_a} + \frac{27}{K_{\text{в}}} = 51 \frac{2300 + 1650}{11 \text{ 800}} + \frac{13000 [1 / 97,7 - 0,0189 \cdot 1,8 / (0,465 \cdot 148 \cdot 0,0867)]}{0,35 \cdot 0,0189 \cdot 1,8 \cdot 108 + 0,5 \pi \cdot 116 \cdot 0,021 \cdot 0,465} + \frac{27}{1,7} = 52 \text{ }^\circ\text{C.}$$

Полученное значение $\theta_{\text{м}} = 131 \text{ }^\circ\text{C}$ на $24 \text{ }^\circ\text{C}$ ниже предельного для выбранного класса нагревостойкости изоляции. Учитывая технологические отклонения, которые вызывают разброс температур у изготавливаемых машин $\pm 10 \text{ }^\circ\text{C}$ и некоторую погрешность методики (около $10 \text{ }^\circ\text{C}$), можно считать, что превышение температур у изготовленных двигателей будет не выше допустимого значения.

Глава 32. ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ

§ 32.1. Метод построения электромеханических и тяговых характеристик

Вопрос о построении электромеханических и тяговых характеристик для э. п. с. при использовании АТД недостаточно освещен в литературе. В [3] приведены расчетные формулы, которые в довольно сложном виде дают связи между параметрами машины и параметрами режима, да и то при упрощающих допущениях, например при $f_2' = \text{const}$ для конкретной тяговой характеристики во всем диапазоне изменения скоростей движения. Каждая характеристика отвечает какому-то заданному напряжению. В эксплуатации эти условия не соблюдаются. К тому же режимы, соответствующие этим характеристикам, не отвечают условию оптимального регулирования.

Для инженерной практики желательно использовать более простые связи. Метод расчета должен обеспечивать требуемую точность,

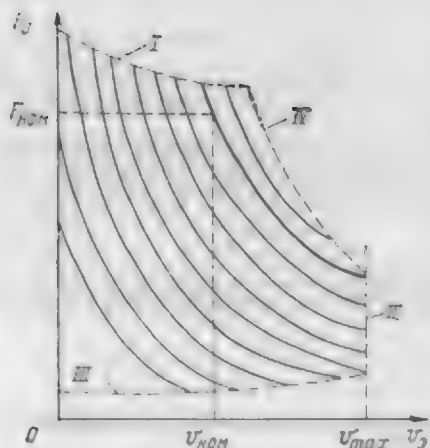


Рис. VII.24. Тяговые характеристики:

I — ограничение по сцеплению; *II* — то же по скорости; *III* — то же по наименьшей силе тяги, требуемой для движения одиночного электровоза; *IV* — то же по мощности тяговых двигателей или по условию статической устойчивости

2. Связи между параметрами режима (U_1 , I_1 , f_1 , f_2 , Φ) и параметрами машины (p , r_1 , r_2 , L_{2a} , x_{1n} , x_{2n}) наилучшим образом устанавливаются выражениями для электромагнитного момента в виде $M_0 = f(\Phi, f_2)$ и $M_0 = f(\Phi, I_2')$.

3. Тяговые характеристики э. п. с. должны быть выбраны так, чтобы не усложнялась значительно система управления, т. е. в нее не вводились без необходимости излишние функциональные связи.

С учетом приведенных обстоятельств в основу метода расчета характеристик можно положить следующее:

каждая характеристика $F = f(v)$ строится для заданных электромагнитной мощности $P_0 = \text{const}$ и напряжения U_1 , которое может изменяться по заданному закону;

для выбранной частоты f_1 и электромагнитной мощности определяются электромагнитный момент M_0 и магнитный поток Φ . Последний вычисляется из выражения для э. д. с. E_1 ;

по выражениям $M_0 = f(\Phi, f_2)$ и $M_0 = f(\Phi, I_2')$ определяются частота тока ротора и ток I_2' , а затем ток намагничивания I_μ и ток статорной обмотки I_1 . Пересчет момента M_0 на момент на валу M_2 и далее момента M_2 на силу тяги F , а также частоты f_1 на частоту вращения ротора n и скорости движения электровоза v сложности не представляет и будет разъяснен ниже.

Пояснения к методу расчета параметров даны в § 31.9. Предварительно требуется осветить вопрос оптимального регулирования фазного напряжения асинхронного тягового двигателя.

а также устанавливать желаемые закономерности регулирования при формировании характеристик.

Разрабатывая метод расчета характеристик, нужно принять к сведению следующие обстоятельства.

1. Наклон тяговых характеристик не столь существен при асинхронном тяговом приводе, поскольку при боксовании средствами регулирования обеспечивается жесткая характеристика. Важно только, чтобы характеристики заполняли всю тяговую область. На рис. VII.24 представлен набор тяговых характеристик с нанесенными ограничениями.

Характеристику, на которой располагается точка с номинальными значениями силы тяги $F_{\text{ном}}$ и скорости движения $v_{\text{ном}}$, следует назвать базовой. Другие характеристики являются промежуточными.

§ 32.2. Условия соблюдения оптимального регулирования при работе на промежуточных характеристиках

Из § 29.2 следует, что при работе АД в интервале скоростей движения $v_{\text{ном}} - v_{\text{max}}$, где напряжение U_1 поддерживается номинальным и неизменным ($U_{1\text{ном}} = \text{const}$), нет возможности выбрать оптимальный режим по минимуму тока статора, обеспечивающего заданный электромагнитный момент или мощность. Эта задача может быть решена лишь на стадии разгона, где $U_1 < U_{1\text{ном}}$. На промежуточных характеристиках такая возможность появляется вновь для всей указанной зоны скоростей движения. Рассмотрим этот вопрос детальнее.

Регулирование напряжения в зоне $v_{\text{ном}} - v_{\text{max}}$ может оказаться нецелесообразным при использовании амплитудной модуляции в преобразователе.

На рис. VII.25 представлены характеристики $F(f_1)$, $U_1(f_1)$ и $\Phi(f_1)$.

Тяговая характеристика F_1 является базовой и ей соответствуют кривые изменения напряжения U_1 и потока Φ_1 , установленные ранее.

Для тяговой характеристики F_2 возможны различные закономерности изменения U_1 и Φ . Если осуществлять разгон с силой тяги $F_{\text{ном}}$ и в точке *A* перейти на характеристику F_2 , то потребуются прекратить наращивать напряжение U_1 или изменить темп наращивания этого напряжения. Иначе, при $f_{1\text{ном}}$ значительному току намагничивания будет соответствовать малый ток ротора I_2' , что неблагоприятно.

Если после режима с точкой *A* далее сохранять $U_1 = \text{const}$ (U_1'), то поток Φ может значительно сократиться (Φ_3) и тогда силы тяги будут создаваться преимущественно благодаря току I_2' , что тоже может оказаться неблагоприятным.

Приемлемым будет промежуточное решение: изменение напряжения U_1 по кривой U_1' после точки *A*. В этом случае поток будет изменяться по кривой Φ_2 .

Такой вариант регулирования напряжения U_1 на промежуточных характеристиках достаточно прост.

Возможно некоторое уточнение закономерности регулирования напряжения U_1 , однако оптимум по минимуму тока статора I_1 выражен, как известно, нечетко, поэтому усложнения системы регулирования могут быть не оправданы.

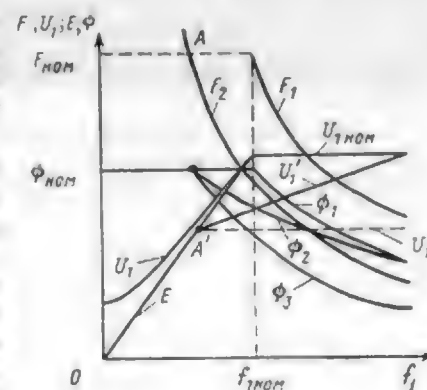


Рис. VII.25. Характеристики $F(f_1)$, $U_1(f_1)$, $E(f_1)$ и $\Phi(f_1)$

§ 32.3. Порядок расчета характеристик

Для построения электромеханических, тяговых и электротяговых характеристик удобно пользоваться пересчетом необходимых параметров, взяв за исходные параметры номинального режима. По этой причине следует назвать базовыми характеристики $M_0(f_1)$, $F(v)$, $F(I_1)$ и $v(I_1)$, одна из точек которых соответствует параметрам номинального режима.

Из электромагнитного расчета должны быть использованы следующие параметры:

номинальное фазное напряжение обмотки статора $U_{1\text{ ном}}$, В;
номинальный ток фазы обмотки статора $I_{1\text{ ном}}$, А;
номинальная входная мощность $P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1$, кВт;
номинальная частота тока статора $f_{1\text{ ном}}$, Гц;
число пар полюсов p ;
число витков в фазе статорной обмотки w_1 ;
обмоточный коэффициент статорной обмотки $K_{об1}$;
активное r_1 и индуктивное x_1 — сопротивления фазы статорной обмотки, Ом;

активное и индуктивное сопротивления роторной обмотки, приведенные к статорной обмотке r_2' и x_2' , Ом;
потери в стали статора ΔP_c , кВт;
основные потери в статорной обмотке ΔP , кВт;
основные потери в роторной обмотке $\Delta P_{р2}$, кВт;
добавочные потери от пространственных гармоник поля $\Delta P_{дп}$, кВт;
механические потери $\Delta P_{мех}$, кВт;
магнитная характеристика $\Phi(I_m)$.

Целесообразно принять следующий порядок расчета характеристик.

1. Электромагнитная мощность для номинального режима $P_{01} = P_1 - \Delta P_{01} - \Delta P_c$.

Мощность P_{01} принимают неизменной для построения базовых электромеханической и тяговой характеристик.

2. Электромагнитный момент, Н · м, для частоты f_1

$$M_0 = P_{01} \cdot 974 \cdot 9,81 / n_1,$$

где $n_1 = f_1 \cdot 60 / p$, об/мин.

3. Магнитный поток Φ определяют из выражения $E_1 = 4,44 \times \times f_1 w_1 K_{об1} \Phi$, где $E_1 = (0,96 \div 0,97) U_1$. Коэффициент $0,96 \div 0,97$ может быть откорректирован для конкретного двигателя в процессе расчетов.

4. Частоту тока ротора определяют из выражения

$$M_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} p K_{об1} Z_2 r_2 \frac{\Phi^2 f_2}{r_2^2 + (2\pi f_2 L_{20})^2}.$$

Обычно частота f_2 в рабочих режимах невелика, поэтому часто можно принять $M_0 \approx \frac{1}{\sqrt{2}} p K_{об1} Z_2 \Phi^2 f_2 \frac{1}{r_2}$.

При необходимости использования первого уравнения, когда частота f_2 будет близка к критической $f_{2к}$, следует вычислить активное сопротивление и индуктивность роторного стержня с учетом участка короткозамыкающего кольца.

5. Ток ротора I_2' , приведенный к току статора, определяют из выражения $M_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} p m_1 w_1 K_{об1} \Phi I_2' \cos \varphi_2$.

Можно принять $\cos \varphi_2 = 0,99$ для большинства режимов, если частота f_2 изменяется в небольших пределах, например $f_2 = (0,5 \div \div 1,5) f_{2\text{ ном}}$. При необходимости значение $\cos \varphi_2$ можно откорректировать для предварительно вычисленной частоты: $\cos \varphi_2 = = r_2' / \sqrt{r_2'^2 + (2\pi f_2 L_{20})^2}$.

6. Ток статорной обмотки $I_1 = \sqrt{I_{10}^2 + I_{1x}^2}$.

Активная составляющая тока $I_{10} = \frac{\Delta P_c}{3U_1} + I_2' \cos \varphi_2$ (здесь ΔP_c — потери в стали).

Реактивная составляющая тока $I_{1x} = I_m + I_2' \sin \varphi_2$.

Ток намагничивания I_m находят по магнитной характеристике по ранее вычисленному значению потока.

7. Коэффициент мощности для первой гармоники тока

$$\cos \varphi_1 = I_{10} / I_1.$$

8. Частота вращения ротора, об/мин, $n = 60 (f_1 - f_2) p$, скорость движения электровоза, км/ч, $v = 0,188 D_{вк} n / \mu$.

Диаметр бандажа колес $D_{вк}$ и передаточное отношение редуктора μ должны быть заданы.

9. Момент на валу, Н · м,

$$M_2 = M_0 - (\Delta P_{р2} + \Delta P_{мех} + \Delta P_{дп}) 974 \cdot 9,81 / n;$$

сила тяги, кН,

$$F = \frac{2\mu}{D_{вк}} M_2 \cdot 10^{-3}.$$

Выполняемые таким образом расчеты позволяют получить набор следующих характеристик:

$$F(v); F(I_1); v(I_1); M_2(I_1); n(I_1); \eta(I_1).$$

Пока рассчитана лишь одна точка на одной из кривых (базовой) для всех перечисленных характеристик. Далее следует задаться другими значениями частоты f_1 и рассчитать для нее все параметры режима. Желательно принять 5—7 значений частоты f_1 для одной характеристики.

Приступая к расчету других характеристик, надо задаться новым значением электромагнитной мощности P_{02} . Желательно для области скоростей движения $v_{ном} - v_{max}$ принимать одни и те же значения частоты f_1 . Это значительно упрощает расчет. Таким путем строят характеристики для $P_{03}, P_{04}, \dots, P_{0n}$.

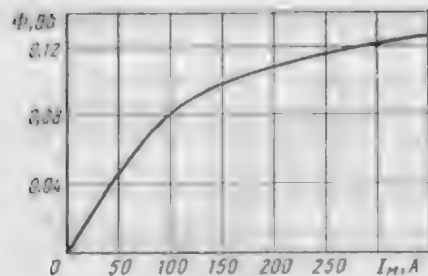


Рис. VII.26. Магнитная характеристика

Для различных режимов пересчет потерь выполняют исходя из известных потерь для номинального режима. Основные потери в обмотке статора $\Delta P_{\Sigma 1} = \Delta P_{\Sigma 1н} (I_1/I_{1ном})^2$. Основные потери в обмотке ротора $\Delta P_{\Sigma 2} = \Delta P_{\Sigma 2н} (I_2/I_{2ном})^2$. Потери в стали статора $\Delta P_c = \Delta P_{сном} \times (\Phi/\Phi_{ном})^2 (n_1/n_{1ном})^{1,5}$. Добавочные потери от пространственных гармоник поля $\Delta P_{дп} = \Delta P_{дпн} (\Delta P_c/\Delta P_{сном})$.

При пересчете добавочных потерь их принимают пропорциональными потерям в стали, что допустимо, так как основная доля добавочных потерь связана со значением магнитного потока и частотой его изменения (см. § 30.2). Если в расчете потерь выделен расчет потерь на вентиляцию от встроенного вентилятора, то при пересчете нужно учесть, что эти потери пропорциональны частоте вращения в 3-й степени, т. е. $\Delta P_{вен} = \Delta P_{венн} (n/n_{ном})^3$.

§ 32.4. Пример расчета тяговых характеристик

Рассчитаем часть характеристик асинхронного тягового двигателя НБ-607, для которого был выполнен электромагнитный расчет (см. § 31.9). Для этого двигателя: $U_{1ном} = 750$ В; $I_{1ном} = 505$ А, $\cos \varphi_{1н} = 0,835$; $p = 3$; $f_{1ном} = 45$ Гц; $\omega_1 = 36$, $K_{об1} = 0,923$; $r_1 = 0,023$ Ом; $r_2^1 = 0,021$ Ом; $x_1 = 0,123$ Ом; $x_2^1 = 0,117$ Ом; $\Delta P_{\Sigma 1} = 17$ кВт; $\Delta P_{\Sigma 2} = 11,8$ кВт; $\Delta P_c = 13$ кВт; $\Delta P_{дп} = 4,7$ кВт; $\Delta P_{мех} = 2$ кВт.

Магнитная характеристика приведена на рис. VII.26.

Для конкретного двигателя при известных его параметрах используемые расчетные формулы существенно упрощаются. Так, для тягового двигателя НБ-607 получим $M_2 = 243,4 \cdot 10^4 \Phi^2 / (1,69 + 2,46 \cdot 10^{-2} f_2^2)$.

Если $f_2 < 2$ Гц, что обычно имеет место для рабочих режимов двигателя НБ-607, то получаем $M_2 = 144 \cdot 10^4 \Phi^2 f_2$ и частота $f_2 = M_2 / (144 \cdot 10^4 \Phi^2)$.

Выражение $M_2 (\Phi, f_2)$ приобретает вид $M_2 = 212 I_2^2 \Phi \cos \varphi_2$, и тогда ток ротора $I_2^1 = M_2 / (212 \Phi \cos \varphi_2)$.

Скорость движения $v = 0,054 n$, км/ч, и сила тяги $F = 6,98 \cdot 10^{-3} M_2$, кН. Расчеты проводят в последовательности, рекомендуемой в § 32.1. Результаты расчетов сведены в табл. VII.2.

1. Расчет базовой тяговой характеристики

1. Расчет параметров режима для номинального напряжения $U_{1ном} = 750$ В и номинальной частоты тока статора $f_{1ном} = 45$ Гц.

Электромагнитная мощность $P_{\Sigma 1} = P_1 - \Delta P_c - \Delta P_{\Sigma 1} = 949 - 13 - 17 = 919$ кВт.

Электромагнитный момент $M_2 = P_2 \cdot 974 \cdot 9,81 / n_1 = 9555 \cdot 919 / 900 = 9746$ Н·м, где $n_1 = f_1 \cdot 60 / p = f_1 \cdot 20 = 45 \cdot 20 = 900$ об/мин.

Таблица VII.2. Результаты расчета тяговых характеристик

P_2 , кВт	f_1 , Гц	U_1 , В	ω_1 , об/мин	M_2 , Н·м	Φ , Вб	f_2 , Гц	I_{μ} , А	I_2^1 , А	I_1 , А	$\cos \varphi_1$	v , км/ч	K_H
919	40	600	800	10 976	0,109	0,64	200	480	550	0,87	42,5	74,9
	45	750	900	9 746	0,109	0,57	200	426	501	0,85	48	66,64
	60	750	1200	7 317	0,082	0,77	103	425	457	0,93	63,93	50,1
	80	750	1600	5 488	0,0618	0,998	70	123	444,2	0,95	85,3	37,5
	100	750	2000	4 390	0,0494	1,25	53	423,5	439,5	0,96	106,6	29,9
800	39	650	780	9 799	0,1098	0,564	200	425,3	500	0,85	41,5	66,3
	45	659,8	900	8 493	0,0966	0,632	140	418,9	467,2	0,905	47,9	58
	60	684	1200	6 370	0,075	0,786	110	404,6	438	0,926	63,9	43,5
	80	722	1600	4 777	0,0595	0,937	67	382,5	402	0,95	85,3	32,66
	100	750	2000	3 822	0,0494	1,088	63	372	388,5	0,96	106,9	26,1

Магнитный поток $\Phi = 0,96 U_1 / 4,44 \omega_1 K_{об1} = 0,96 \cdot 750 / (145,7 \cdot 45) = 0,109$ Вб.

Частота тока ротора $f_2 = M_2 / (144 \cdot 10^4 \Phi^2) = 9746 / (144 \cdot 10^4 \cdot 0,109^2) = 0,57$ Гц.

Ток ротора $I_2^1 = M_2 / (212 \cos \varphi_2 \Phi) = 9746 / (212 \cdot 0,99 \cdot 0,109) = 426$ А, где $\cos \varphi_2 = 0,99$.

Ток фазы статорной обмотки $I_1 = \sqrt{I_{1a}^2 + I_{1x}^2} = \sqrt{428,4^2 + 259,6^2} = 500,9$ А.

Активная составляющая тока $I_{1a} = (\Delta P_c \cdot 10^3 + \Delta P_{м} \cdot 10^3) / (3 U_1) + I_2^1 \cos \varphi_2 = (13 000 + 2000) / (3 \cdot 750) + 426 \cdot 0,99 = 428,4$ А.

Реактивная составляющая тока $I_{1x} = I_{\mu} + I_2^1 \sin \varphi_2 = 200 + 426 \cdot 0,14 = 259,6$ А.

Намагничивающий ток $I_{\mu} = 200$ А взят из магнитной характеристики.

Коэффициент мощности асинхронного двигателя для первых гармоник фазных тока и напряжения $\cos \varphi_1 = I_{1a} / I_1 = 428,4 / 500,9 = 0,85$.

Частота вращения ротора $n = 60(f_1 - f_2) / p = 20(f_1 - f_2) = 20(45 - 0,57) = 888,6$ об/мин;

скорость движения электроваза $v = 0,054 n = 0,054 \cdot 888,6 = 48$ км/ч.

Момент на валу двигателя $M_2 = M_2 - (\Delta P_{\Sigma 2} + \Delta P_{мех} + \Delta P_{дп}) / 974 \times 9,81 / n = 9746 - (11,8 + 2 + 4,7) \cdot 974 \cdot 9,81 / 888 = 9547$ Н·м; сила тяги на колесо $F = 6,98 \cdot 10^{-3} M_2 = 6,98 \cdot 10^{-3} \cdot 9547 = 66,6$ кН.

2. Расчет параметров режима для $U_1 = 750$ В, $P_{ном} = 919$ кВт и частоты $f_1 = 60$ Гц.

Как было условлено для зоны скоростей движения $v_{ном} - v_{max}$, напряжение U_1 неизменно и для базовой характеристики равно номинальному. Приведем результаты расчетов, не делая подробных выкладок:

$M_2 = 9555 \cdot 919 / 1200 = 7317,5$ Н·м (здесь $n_1 = 20 f_1 = 20 \cdot 60 = 1200$ об/мин); $\Phi = 0,96 \cdot 750 / (195,7 \cdot 60) = 0,082$ Вб; $f_2 = 7317,5 / (144 \cdot 10^4 \cdot 0,082) = 0,77$ Гц; $I_2^1 = 7317,5 / (212 \cdot 0,99 \cdot 0,82) = 425,2$ А.

Для определения активной составляющей тока статора нужно выполнить пересчет потерь в стали и механических:

$\Delta P_c = \Delta P_{сн} (\Phi/\Phi_{ном})^2 (n_1/n_{1ном})^{1,5} = (0,082/0,109)^2 (1200/900)^{1,5} = 11,3$ кВт;

$\Delta P_{мех} = \Delta P_{мехн} (n_1/n_{1ном}) = 2 (1200/900) = 2,6$ кВт.

Отношение $n_1/n_{ном}$ практически не отличается от отношения $n/n_{ном}$, поэтому оно может быть использовано для пересчета механических потерь.

Активная составляющая тока статора $I_{1a} = \frac{(11,3 + 2,6) \cdot 10^3}{3 \cdot 750} + 425,2 \times 0,99 = 427,1$ А.

Реактивная составляющая тока статора $I_{1x} = I_{\mu} + I_2^1 \sin \varphi_2 = 103 + 425,2 \cdot 0,14 = 162,5$ А.

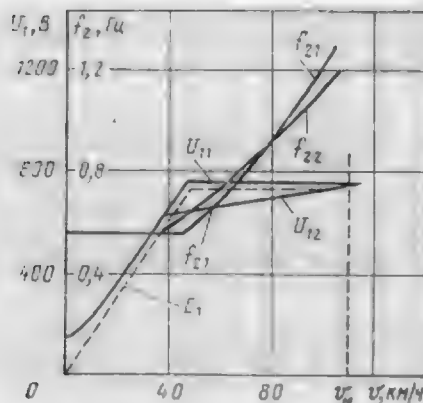


Рис. VII.27. Характеристики $U_1(v)$ и $f_2(v)$

3. Расчет параметров режима для $U_1 = 750$ В, $P_{ном} = 919$ кВт и частоты $f_1 = 80$ Гц.

Его выполняют точно так же, как по пп. 1 и 2. Результаты расчета представлены в табл. VII.2.

4. Расчет параметров режима для $U_1 = 750$ В, $P_{эл} = 919$ кВт и частоты $f_1 = 100$ Гц. Результаты расчета сведены в табл. VII.2.

5. Расчет параметров режима для $P_{эл} = 919$ кВт и частоты $f_1 = 40$ Гц. Этот расчет необходимо выполнить, чтобы продолжить тяговую характеристику в область значений силы тяги, большей номинальной. Частоте 40 Гц будет соответствовать напряжение (рис. VII.27)

$$\bar{U}_1 = U_{1ном} f_1 / f_{1ном} = 750 \cdot 40 / 45 = 666 \text{ В.}$$

При этом магнитный поток будет равным номинальному значению. В результате расчета получим $M_2 = 9555 \times 919 / 800 = 10\,976,3$ Н·м (здесь $n_1 = 20 \cdot 40 = 800$ об/мин);

$$f_2 = 10\,976,3 / (144 \cdot 10^4 \cdot 0,109^2) = 0,64 \text{ Гц; } I_2' = 10\,976,3 / (212 \cdot 0,99 \cdot 0,109) = 479,8 \text{ А;}$$

$$\Delta P_c = 13 (0,109 / 0,109)^2 (40 / 45)^{1,5} = 10,9 \text{ кВт;}$$

$$\Delta P_{мех} = 2 \cdot 800 / 900 = 1,7 \text{ кВт;}$$

$$I_{1а} = (10,9 + 1,7) 10^3 / (3 \cdot 666) + 479,8 \cdot 0,99 = 481,3 \text{ А;}$$

$$I_{1х} = 200 + 479,8 \cdot 0,14 = 267,17 \text{ А;}$$

$$I_1 = \sqrt{481,3^2 + 267,17^2} = 550 \text{ А; } \cos \varphi_1 = 481,3 / 550,5 = 0,87;$$

$$n = 20 (40 - 0,64) = 787,2 \text{ об/мин; } v = 0,054 \cdot 787,2 = 42,51 \text{ км/ч;}$$

$$M_2 = 10\,976,3 - (1497 + 1,7233) 974 \cdot 9,81 / 787,2 = 10\,733,9 \text{ Н·м;}$$

$$F = 6,98 \cdot 10^{-3} \cdot 10\,733,9 = 74,92 \text{ кН, где } P = 11,8 (479,8 / 426)^2 = 14,97 \text{ кВт;}$$

$$\Delta P_{мех} = 1,7 \text{ кВт; } \Delta P_{дп} = 4,7 \cdot 10,9 / 13 = 3,3 \text{ кВт.}$$

II. Расчет параметров режима при $P_{эл} = 800$ кВт

Параметры первой точки этой характеристики (см. точку А на рис. VII.25) следует рассчитать для частоты $f_1 = f_1 P_{эл} / P_{эл} = 45 \cdot 800 / 919 = 39,17$ Гц.

Примем $f_1 = 39$ Гц. Точке на тяговой характеристике соответствует точка А₁ на кривой изменения напряжения $U_1 = U_{1ном} f_1 / f_{1ном} = 750 \cdot 39 / 45 = 650$ В.

При выборе напряжения таким образом обеспечиваются магнитный поток и сила тяги для рассматриваемого режима, равные номинальным значениям.

Ток $I_{\mu} = 103$ А взят по магнитной характеристике (см. рис. VII.26)

$$I_1 = \sqrt{427,1^2 + 162,5^2} = 456,96 \text{ А;}$$

$$\cos \varphi_1 = 427,1 / 456,96 = 0,93;$$

$$n = 20 (60 - 0,77) = 1184,6 \text{ об/мин;}$$

$$v = 0,054 \cdot 1184,6 = 63,93 \text{ км/ч.}$$

Для расчета момента на валу требуется пересчет потерь в обмотке ротора, механических и добавочных:

$$\Delta P_{эл} = 11,8 (425,2 / 426)^2 = 11,75 \text{ кВт;}$$

$$\Delta P_{мех} = 2,6 \text{ кВт;}$$

$$\Delta P_{дп} = 4,7 (11,3 / 13) = 4,08 \text{ кВт.}$$

$$\text{Момент на валу тягового двигателя} \\ M_2 = 7317,5 - (11,75 + 2,6 + 4,08) 974 \times$$

$$\times 9,81 / 1200 = 7170,8 \text{ Н·м;}$$

$$\text{сила тяги } F = 6,98 \cdot 10^{-3} \cdot 7170,8 = 50,05 \text{ кН.}$$

6. Расчет параметров режима при $P_{эл} = 800$ кВт, $f_1 = 39$ Гц и $U_1 = 650$ В $M_2 = 9555 \cdot 800 / 780 = 9799,9$ Н·м (здесь $n_1 = 20 \cdot 39 = 780$ об/мин); $\Phi = 0,96 \cdot 650 / (145,7 \cdot 39) = 0,1098$ Вб;

(Некоторые отклонения значений M_2 и Φ , рассчитанных по п. 1, объясняются их округлением. Они незначительны для построения характеристик.)

$$f_2 = 9799,9 / (144 \cdot 10^4 \cdot 0,1098^2) = 0,564 \text{ Гц;}$$

$$I_2' = 9799,9 / (212 \cdot 0,99 \cdot 0,1098) = 425,25 \text{ А;}$$

$$\Delta P_c = 13 (780 / 900)^{1,5} = 10,4 \text{ кВт;}$$

$$\Delta P_{мех} = 2 \cdot 780 / 900 = 1,73 \text{ кВт;}$$

$$I_{1а} = (10,4 + 1,73) 10^3 / (3 \cdot 650) + 425,25 \cdot 0,99 = 427,27 \text{ А;}$$

$$I_{1х} = 200 + 425,2 \cdot 0,14 = 259,5 \text{ А;}$$

$$I_1 = \sqrt{427,2^2 + 259,5^2} = 500 \text{ А;}$$

$$\cos \varphi_1 = 427,2 / 500 = 0,85.$$

Как и следовало ожидать, для режима п. 6 параметры f_2 , I_2' и I_1 оказались близкими к таким же параметрам режима п. 1. Далее получим:

$$n = 20 (39 - 0,56) = 768,8 \text{ об/мин;}$$

$$v = 0,054 \cdot 768,8 = 41,5 \text{ км/ч;}$$

$$M_2 = 9799,9 - (11,8 + 1,7 + 10,4) 974 \cdot 9,81 / 768,8 = 9502,9 \text{ Н·м;}$$

$$F = 6,98 \cdot 10^{-3} \cdot 9502,9 = 66,33 \text{ кН.}$$

7. Расчет параметров режима при $P_{эл} = 800$ кВт и $f_1 = 45$ Гц.

Для этого режима следует прежде всего определить напряжение $U_{1х} = U_1' + (U_{1ном} - U_1') (f_{1х} - f_1') / (f_{1мах} - f_1')$. В этой формуле отражена прямолинейность закона изменения напряжения в зоне частот $f_1' \div f_{1мах}$, где f_1' — частота напряжения статора в точке А'; $f_{1х}$ — промежуточная частота в зоне $f_1' \div f_{1мах}$ (например, $f_1 = 45, 60, 80$ и 100 Гц); $U_{1х}$ — промежуточное значение напряжений U_1 в зоне частот $f_1' \div f_{1мах}$; U_1' — напряжение в точке А'. В нашем примере $U_1' = 650$ В. Для рассматриваемого режима $U_{1х} = 650 + (750 - 650) (45 - 39) / (100 - 39) = 659,8$ В.

Далее расчет выполняют в предложенном порядке:

$$M_2 = 9555 \cdot 800 / 900 = 8493,3 \text{ Н·м (где } n_1 = 20 \cdot 45 = 900 \text{ об/мин);}$$

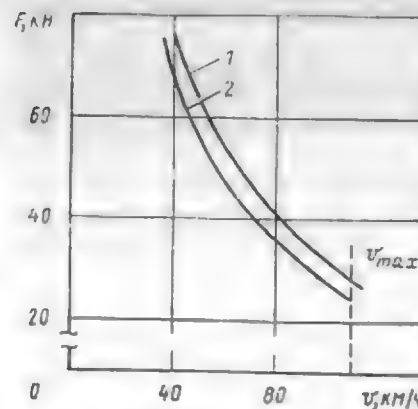


Рис. VII.28. Тяговые характеристики для двух значений электромагнитной мощности

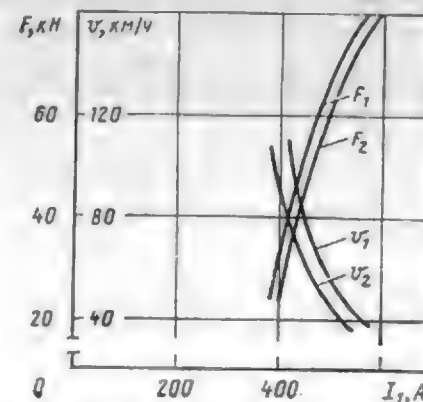


Рис. VII.29. Электротяговые характеристики для двух значений электромагнитной мощности

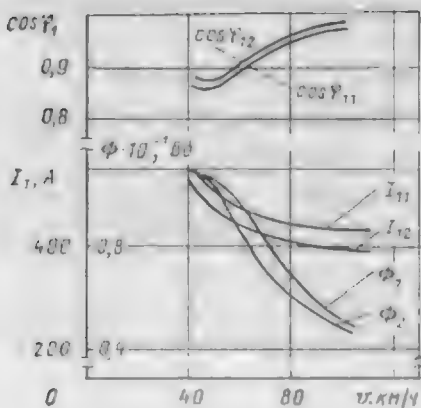


Рис. VII.30. Характеристики $I_1(v)$, $\cos \varphi_1(v)$ и $\Phi(v)$

$$\begin{aligned}\Phi &= 0,96 \cdot 659,8 / (145,7 \cdot 45) = \\ &= 0,0966 \text{ Вб;} \\ f_2 &= 8493,3 / (144 \cdot 10^4 \cdot 0,0966^2) = \\ &= 0,632 \text{ Гц;} \\ I_2 &= 8493,3 / 212 \cdot 0,99 \cdot 0,0966 = \\ &= 418,9 \text{ А;} \\ \Delta P_c &= 13 (0,0966 / 0,109)^2 (900 / 900)^{1,3} = \\ &= 10,2 \text{ кВт;} \\ \Delta P_{\text{мех}} &= 2 \text{ кВт;} \\ \Delta P_{\text{дп}} &= 4,6 \cdot 10,2 / 13 = 3,6 \text{ кВт;} \\ I_{1a} &= (10,2 + 2) 10^3 / 3 \cdot 659,8 + \\ &+ 418,9 \cdot 0,99 = 422,86 \text{ А;} \\ I_{1x} &= 140 + 418,9 \cdot 0,14 = 198,6 \text{ А;} \\ I_1 &= \sqrt{422,86^2 + 198,6^2} = \\ &= 467,17 \text{ А;} \\ \cos \varphi_1 &= 422,86 / 467,17 = 0,905; \\ n &= 20 (45 - 0,632) = 887,4 \text{ об/мин;} \\ v &= 0,054 \cdot 887,4 = 47,9 \text{ км/ч;} \end{aligned}$$

$$M_2 = 8493,3 - (11,6 + 2 + 3,6) 97 \cdot 4 \cdot 9,81 / 887,4 = 8308 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$F = 6,98 \cdot 10^{-3} \cdot 8308 = 58 \text{ кН, где } \Delta P_{02} = 11,8 (418,9 / 426)^2 = 11,6 \text{ кВт.}$$

8. Расчет параметров режима при $P_{02} = 800 \text{ кВт}$, $f_1 = 60 \text{ Гц}$.

Напряжение $U_{1x} = 650 + (750 - 650) (60 - 39) / (100 - 39) = 684,4 \text{ В}$.

9. Расчет параметров режима при $P_{02} = 800 \text{ кВт}$, $f_1 = 80 \text{ Гц}$.

Напряжение $U_{1x} = 650 + (750 - 650) (80 - 39) / (100 - 39) = 717,2 \text{ В}$.

10. Расчет тяговой характеристики при P_{02} (например, $P_{02} = 600 \text{ кВт}$).

Расчет начинают с определения частоты и напряжения, соответствующих номинальному значению силы тяги, и далее выполняют подобно пп. 7—10. При этом для всех характеристик необходимо выполнить расчет для частоты f_1 , меньшей f_1^* , с тем, чтобы получить силу тяги на тяговой характеристике, большую номинальной.

Число тяговых характеристик и интервалы между ними определяются количеством задаваемых электромагнитных мощностей $P_{01}, P_{02}, P_{03}, P_{04}, \dots, P_{0n}$.

На завершающем этапе расчета строят характеристики $F = f(v)$; $F = f(I_1)$; $U = f(I_1)$; $U_1 = f(v)$; $\Phi = f(U)$; $f_2 = f(v)$; $f_1 = f(v)$.

При необходимости можно также построить характеристики $P_1 = f(U)$ и $P_2 = f(U)$, учитывая, что $P_1 = 3 U_1 I_1 \cos \varphi_1$ и $P_2 = M_2 n / 974$, могут быть также построены характеристики к.п.д. для работы на каждой из тяговых характеристик.

При надобности могут быть построены электрохимические характеристики либо в виде $M_2 = f(I_1)$, $n = f(I_1)$ и $\eta = f(I_1)$, либо, как это принято для электрических машин промышленного назначения, в виде $M_2 = f(P_2)$, $n = f(P_2)$, $\eta = f(P_2)$, $\cos \varphi_1 = f(P_2)$.

Тяговые характеристики (рис. VII.28) имеют вид обычный для э.п.с. У электротяговых характеристик (рис. VII.29) несколько необычен вид характеристики $F = f(I_1)$. Из них следует, что с ростом тока I_1 темп нарастания силы тяги F снижается. Это объясняется значительным заметным снижением частоты f_2 в зоне повышенных токов I_1 .

Изменение параметров регулирования U_1 и f_2 , требуемое для обеспечения заданных тяговых характеристик, поясняется рис. VII.27. Вид кривых $f_2(v)$ вполне закономерен. При v_{max} магнитные потоки для обеих характеристик равны, поэтому уменьшение силы тяги для второй характеристики достигается путем снижения частоты f_2 . Изменение параметров режима I_1 , Φ и $\cos \varphi_1$ (рис. VII.30) подчинено изменению параметров регулирования U_1 и f_2 . Рост значений $\cos \varphi_1$ с ростом скорости движения v объясняется значительным снижением потока Φ тока намагничивания соответственно.

ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Глава 33. СИСТЕМЫ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

§ 33.1. Условия работы вспомогательных электрических машин

Номинальный режим работы вспомогательных машин, как правило, продолжительный. Мотор-компрессоры работают по очереди. Для них номинальный режим повторно-кратковременный (ПВ = 50 %), причем расчетный интервал времени работы 10 мин. Длительность расчетного режима преобразователя, используемого для электрического торможения при независимом возбуждении тяговых двигателей, составляет 40 мин.

Момент сопротивления компрессоров зависит от противодавления в тормозной магистрали и практически не изменяется при изменении частоты вращения двигателя. Он весьма существенно зависит от температуры смазки при пуске (рис. VIII.1). Момент сопротивления вентиляторов пропорционален квадрату частоты вращения.

Пределы изменения температуры для вспомогательных машин составляют от -60 до -50°C . По согласованию с заказчиком нижний предел может быть -60°C . Значение верхнего предела определяется повышенной температурой в кузове электровоза по сравнению с допустимой температурой окружающего воздуха ($+40^\circ\text{C}$).

Изменение напряжения на вспомогательных машинах э. п. с. постоянного тока находится в пределах 1900—4000 В. На э. п. с. переменного тока пределы изменения напряжения на обмотке трансформатора, питающей вспомогательные машины, шире, чем пределы изменения напряжения на токоприемнике. Это объясняется влиянием нагрузки трансформатора током тяговых двигателей, током вспомогательных машин и возможной несимметрией преобразованного в трехфазное напряжение вспомогательных цепей в случае использования асинхронных трехфазных двигателей. Так, если наибольшее и наименьшее напряжения на токоприемнике составляют 1,16—0,76 от номинального, то для вспомогательных машин пределы изменения напряжения прямой последовательности могут согласно ГОСТ 2581—81 составлять 1,2—0,7. Такие значительные колебания напряжения на вспомогательных электродвигателях оказывают существенное влияние на режимы их работы и могут быть причиной выхода их из строя.

Механические характеристики (рис. VIII.2) построены в относительных единицах для двигателя последовательного возбуждения при номинальном $U_{\text{ном}}$, наибольшем U_{max} и наименьшем U_{min} напря-

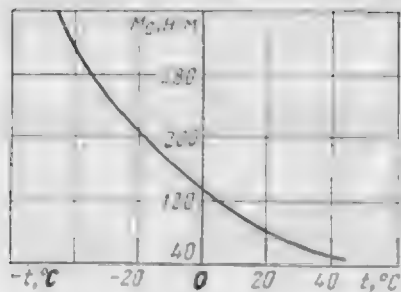


Рис. VIII.1. Зависимость момента сопротивления компрессора от температуры окружающего воздуха

обычного исполнения (кривая 1) и с повышенным сопротивлением ротора (кривая 2) неработоспособны, так как они не обеспечат требуемый пусковой момент (при $s = 1,0$), поскольку их максимальные моменты могут оказаться меньше момента сопротивления. Из приведенного следует, что как двигатели постоянного тока, так и асинхронные при отсутствии устройств, стабилизирующих напряжение, требуют значительных запасов по мощности и моменту.

Мощность вспомогательных электродвигателей обычно составляет 3—5 % мощности тяговых двигателей. Вспомогательные машины работают практически все время нахождения электровоза на линии и, как правило, с полной расчетной нагрузкой. Тяговые двигатели лишь сравнительно небольшую часть времени нахождения на линии работают с номинальной мощностью (при движении по расчетному подъему и поезде с установленной массой). С учетом остановок, режимов выбега и частых режимов с током, меньшим номинального, средняя используемая мощность тяговых двигателей обычно меньше половины номиналь-

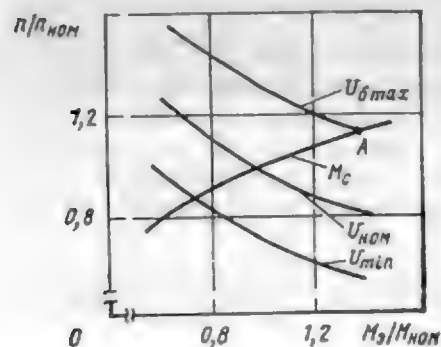


Рис. VIII.2. Кривые изменения момента в зависимости от напряжения, питающего электродвигатели вентиляторов постоянного тока

жениях в контактной сети. Там же нанесена характеристика момента сопротивления M_c вентилятора. Из рис. VIII.2 следует, что при наибольшем напряжении $U_{\max}$ частота вращения двигателя возрастает в 1,16 раза, а момент — в 1,4 раза (точка A), что приведет к увеличению потребляемой мощности в 1,62 раза.

Для асинхронных двигателей наибольшую опасность представляет низшее значение напряжения (рис. VIII.3). При снижении напряжения до $0,7 U_{\text{ном}}$ двигателя

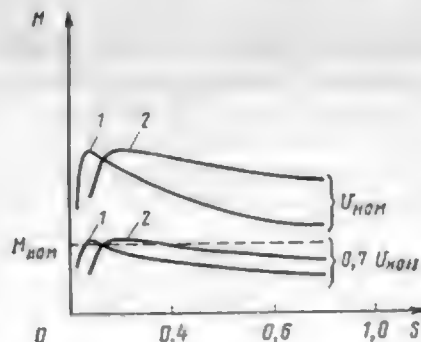


Рис. VIII.3. Механические характеристики асинхронных вспомогательных двигателей при изменении питающего напряжения

ной. Поэтому потребляемая энергия вспомогательных машин может составлять 10—15 % энергии, потребляемой тяговыми двигателями [86].

Стоимость электроэнергии, потребляемой электровозами, составляет почти половину всех эксплуатационных затрат. Отсюда понятно, как важно сокращать расход электроэнергии на собственные нужды. Эта задача решается как рациональным выбором системы охлаждения силового электрического оборудования, так и регулированием мощности электродвигателей, прежде всего электродвигателей вентиляторов.

§ 33.2. Системы вспомогательных машин постоянного тока

Система вспомогательных машин на половинное напряжение контактной сети реализуется при использовании делителя напряжения — машинного агрегата, в котором в общих пазах одного якоря совмещены двигательная и генераторная обмотки со своими коллекторами. Общая система возбуждения обеспечивает создание одинаковых э. д. с. в обмотках и при последовательном их включении половинное напряжение на генераторной обмотке, к которой и подключаются все вспомогательные двигатели. Такую систему применяют только на электропоездах постоянного тока.

Снижение напряжения на коллекторах и изоляции в 2 раза улучшает условия проектирования вспомогательных двигателей, однако делитель напряжения на суммарную мощность всех вспомогательных машин усложняет и удорожает электрическое оборудование.

Система вспомогательных двигателей на полное напряжение контактной сети приводит к габаритной несоразмерности из-за увеличенного диаметра коллектора D_k . Среднее межламельное напряжение для этих двигателей из-за малой мощности и сравнительно большого общего сопротивления секций может быть принято увеличенным, например до $e_c = 40$ В. Учитывая, что $e_c = 2pU/K$ и $D_k \pi = K t_k$ (здесь K — число коллекторных пластин; t_k — коллекторное деление, минимальное значение которого 3—3,5 мм; U — напряжение на коллекторе), получим диаметр коллектора $D_k = 2p U \beta_k / (e_c \pi) = 4 \cdot 3300 \cdot 3,5 / (40 \times \times 3,14) = 360$ мм. При этом диаметр якоря должен быть $D_a \geq 380 \div \div 390$ мм.

Эти размеры не зависят от мощности и должны сохраняться даже для мощностей 5—10 кВт. Для мощностей 10—40 кВт и частот вращения $n = 1000 \div 1500$ об/мин другой главный размер — активная длина якоря l_a — будет мал. Электрические машины с большим соотношением D_a/l_a имеют повышенный расход материалов. Для облегчения пуска последовательно с обмоткой якоря включают балластный резистор, который обычно остается включенным постоянно.

Система вспомогательных двигателей на низкое напряжение может быть реализована на электровозах переменного тока с питанием электродвигателей от обмотки вспомогательных нужд трансформатора через выпрямитель. Эта система устраняет недостатки высоковольтных вспомогательных двигателей постоянного тока, позволяя выбрать

оптимальное для мощности 10—40 кВт напряжение на коллекторе—200—400 В. Кроме того, выпрямленное напряжение может быть регулируемым благодаря использованию тиристоров в выпрямителе. Это дает возможность обеспечить стабилизацию напряжения и при необходимости изменить частоту вращения вентиляторов, а следовательно, снизить расход электроэнергии на собственные нужды.

§ 33.3. Системы вспомогательных машин переменного тока

В качестве вспомогательных двигателей э. п. с. применяют простейшие асинхронные короткозамкнутые машины. Для этого нужно иметь преобразователь постоянного тока в трехфазный или однофазного переменного тока в трехфазный. Эта задача решается несколькими способами.

Система постоянно-переменного трехфазного тока имеет машинный преобразователь на базе высоковольтного двигателя постоянного тока и синхронного трехфазного генератора. Ограничением здесь прежде всего служит мощность двигателя постоянного тока. Генератор должен быть рассчитан на суммарную мощность всех вспомогательных асинхронных двигателей. Однако выполнить двигатель постоянного тока мощностью 100 кВт и более на напряжение 3000—4000 В невозможно по потенциальным условиям на коллекторе. Из сказанного следует, что такая система может быть надежной лишь при мощности двигателя около 70 кВт и приемлема лишь для электропоездов.

Преобразователь постоянного тока в переменный может быть выполнен на полупроводниковых приборах. Однако в нем нужно предусмотреть понижение выходного напряжения. По-видимому, приемлемым по к. п. д. преобразователя и надежности изоляции асинхронных двигателей будет уменьшение указанного напряжения до 1500 В. Такие преобразователи на э. п. с. пока не используют.

Система однофазно-трехфазного тока с расщепителем фаз нуждается в специальной электрической машине—расщепителе фаз. Расщепитель фаз РФ (рис. VIII.4) питается однофазным напряжением, благодаря которому создаются прямые и обратные магнитные поля. Поскольку магнитный поток прямого поля значительно преобладает над магнитным потоком обратного поля, в фазах статорной обмотки создаются примерно одинаковые э. д. с. Это обуславливает на выходе расщепителя фаз довольно симметричное трехфазное напряжение. Коэффициент несимметрии (отношение напряжения обратной последовательности к напряжению прямой последовательности) обычно составляет 3—8 %. Мощность расщепителя фаз преимущественно реактивная. Часто на валу расщепителя фаз монтируют генератор постоянного тока для питания цепей управления. Для пуска расщепителя фаз необходим конденсатор или включение на время пуска резистора.

Система однофазно-трехфазного тока с конденсаторами также может обеспечить получение трехфазного напряжения на асинхронных трехфазных двигателях. Для лучшего симметрирования напряжения следовало бы изменять емкость конденсаторов для пускового и рабочего

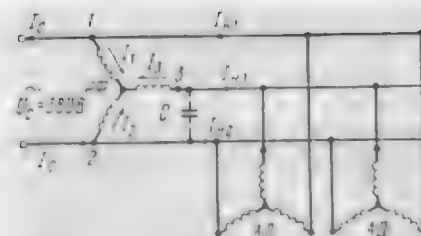


Рис. VIII.4. Принципиальная схема питания вспомогательных асинхронных двигателей от расщепителя фаз



Рис. VIII.5. Схема системы вспомогательных машин с конденсаторным симметрированием напряжения

режимов у каждого двигателя (рис. VIII.5). Для увеличения емкости при пуске первого двигателя включаются все три конденсатора (C1, C2, C3). После пуска первого двигателя контакты P1—P3 отключаются и двигатели включаются и работают как обычные трехфазные с конденсаторным симметрированием напряжения.

Обычно при конденсаторном симметрировании коэффициенты несимметрии выше, чем для системы с расщепителем фаз. Поэтому эта система используется там, где улучшены условия по колебанию напряжений или имеется возможность поставить двигатели со значительным запасом установленной мощности.

Глава 34. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ И РАСЧЕТА ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 34.1. Электродвигатели на напряжение выше 1000 В

Электродвигатели компрессоров имеют мощность 20—40 кВт, а вентиляторов — 30—50 кВт. Мощность генераторов рекуперации на электровозах постоянного тока может достигать 100 кВт.

Конструкция вспомогательных машин в значительной мере определяется назначением их и зависит от конструкции механизма, который они вращают. Последним определяются тип крепления машин, выход вала, вид возбуждения и т. д.

Частота вращения двигателей, как правило, находится в пределах 1000—1500 об/мин. Большая частота вращения обычно не требуется. Повышение частоты вращения для вентиляторов желательно, но из-за шума осевые вентиляторы с большой частотой вращения применяют редко. Для привода компрессора может потребоваться электродвигатель на 400—500 об/мин.

Высоковольтные машины, как уже отмечалось, имеют значительное отношение D_a/l_a , для которого при сравнительно небольшой мощности благоприятны четырехполюсные магнитные системы. Коллекторное деление принимают минимально возможным, но не менее 3 мм. Число коллекторных пластин K определяется средним межламельным напряжением e_c из соотношения $K = 2p U_d / e_c$ (здесь $e_c = 35 \div 40$ В).

Для высоковольтных машин необходимо применять многovitковые секции. Это связано с большим числом проводников якорной обмотки N и ограниченным числом коллекторных пластин K .

Обычно число витков в секции $\omega_c = 2 \div 8$.

Методы электромагнитных и тепловых расчетов для вспомогательных машин те же, что и для тяговых двигателей. Расчет высоковольтных машин следует начинать с определения диаметра коллектора, задавшись коллекторным делением t_k и определив число коллекторных пластин K по принимаемому значению c_c . Вычислив диаметр коллектора D_k из соотношения $Kt_k = \pi D_k$, можно задаться диаметром якоря. Затем по заданным мощности и частоте вращения находят электромагнитный момент. Задаввшись значениями индукции в воздушном зазоре B_δ , линейной нагрузки A и коэффициента полюсного перекрытия α , определяют активную длину якоря l_a . Для расчета l_a допустимо принять электромагнитный момент, равным моменту на валу:

$$M_a = M_b = P_{ном} \cdot 974 \cdot 981 / n_{ном}$$

Коэффициент полюсного перекрытия α принимают равным 0,55—0,59, стремясь ослабить действие реакции якоря при переходных процессах, в частности при пусках. Из этих же соображений выбирают равномерно расходящийся зазор с отношением $\delta_k/\delta_o = 2$.

Индукцию в воздушном зазоре принимают на уровне 0,9—1,0 Тл так, чтобы на стальных участках она была примерно равна, Тл:

Зубцы якоря	до 2,0
Спинка якоря	1,2
Сердечник главного полюса	1,4—1,5
Спинка остова	1,3

Для продолжительного режима принимают тепловой фактор $Aj_a \leq 1500 \text{ A}^2/(\text{см} \cdot \text{мм}^2)$ (изоляция обмотки якоря класса F) и плотность тока $j_a = 5 \div 6 \text{ A/мм}^2$. Для изоляции класса В у катушек принимается плотность тока $j_a = 3,3 \div 3,6 \text{ A/мм}^2$. Если режим повторно-кратковременный, то указанные нормы повышаются на 10 %.

Расчет активного слоя якоря вспомогательной машины выполняют аналогично расчету активного слоя якоря тягового двигателя.

Обмотку якоря обычно применяют волновую из-за небольших токов. Определяют магнитный поток $\Phi = \alpha B_\delta l_a \tau$, находят число проводников N и число витков в секции $\omega_c = N/(2K)$, что позволяет наметить число пазов Z_1 и найти число проводников в пазу $N_z = N/Z_1$. Размеры паза должны обеспечить выбранные ранее значения индукции в зубцах и теплового фактора.

Для вспомогательных электрических машин так же, как и для тяговых двигателей, рекомендуется принимать изоляцию класса В и выше. Диаметр провода для маломощных машин обычно не превышает 2 мм.

Полюсные системы возбуждения выбирают с учетом назначения машины. Так, для электродвигателей, как правило, применяют последовательное возбуждение. Генераторы, используемые для независимого возбуждения тяговых двигателей, имеют смешанное возбуждение.

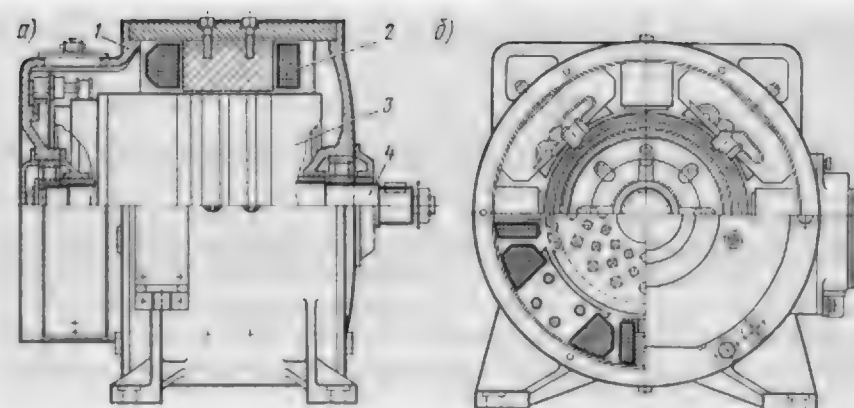


Рис. VIII.6. Продольный (а) и поперечный (б) разрезы электродвигателя НБ-431А:

1 — корпус; 2 — катушка главных полюсов; 3 — якорь; 4 — вал

Изоляцию обмоток независимого возбуждения выбирают с учетом номинального напряжения источника питания.

Обычно м. д. с. независимой обмотки $F_{нез}$ составляет около половины суммарной м. д. с.: $F_{нез} = (0,5 \div 0,6) F_n$.

При расчете обмотки возбуждения учитывают два соотношения: $F_{нез} = I_{нез} \omega_{нез}$ и $U_{нез} = I_{нез} r_{нез}$. Напряжение $U_{нез}$ на обмотке независимого возбуждения принимают заданным. Зная приблизительно

Таблица VIII.1. Технические данные вспомогательных двигателей

Параметр	Значение параметра для двигателя						
	ДК-403Г вентиль- тора	ДК-404А компрес- сор	ДК-401В генерато- ра реку- перации	НБ-430А вентиль- тора	НБ-431А компрес- сор	НБ-430М генера- тора ре- купера- ции	ТЛ-110М вентиль- тора
Номинальная мощность, кВт	18	13,5	67	30,3	21	40,7	53,1
Напряжение, В	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000
Ток, А	7,8	6	24,5	14	9,5	15	20,6
Частота вращения, об/мин	1250	900	1160	800	440	1290	995
Диаметр якоря, мм	353	354	457	423	423	423	423
Длина якоря, мм	150	150	240	275	180	180	340
Число пазов якоря	45	45	45	49	49	49	43
Диаметр коллектора, мм	310	310	410	390	390	390	390
Число коллекторных пластин	315	315	359	343	343	343	343
Среднее межламельное напряжение, В	38,1	38,1	36,8	35	35	38,5	35
Число витков в секции	5	7	2	3	7	4	2
Линейная нагрузка, А/см	111	119	122,5	108,5	172	155	106,2
Тепловой фактор, А	744	615	732	485	1410	1095	664

но среднюю длину витка катушки, можно найти площадь сечения провода обмотки:

$$q_{\text{нез}} = 2\rho_{\text{ср}} F_{\text{нез}} / (\lambda_{\text{м}} U_{\text{нез}}),$$

где $\lambda_{\text{м}}$ — удельная проводимость проводника.

Для машин мощностью свыше 5 кВт используют добавочные полюсы. Корпусная изоляция их обмотки должна быть выполнена на напряжение 3000 В.

У высоковольтных вспомогательных электродвигателей неблагоприятны условия пуска. По этой причине приходится включать последовательно с обмоткой якоря резистор, ограничивающий пусковой ток, который не должен превышать более чем в 5—6 раз номинальное значение.

Представление о конструктивном оформлении высоковольтного двигателя дает рис. VIII.6.

Параметры некоторых вспомогательных двигателей приведены в табл. VIII.1.

§ 34.2. Электродвигатели и генераторы на напряжение до 1000 В

Электродвигатели и генераторы постоянного тока обычно рассчитаны на напряжение 80—300 В и на них не накладывается жесткое условие по межламельному напряжению. Диаметры якоря и коллектора могут быть выбраны меньшими, чем для машин на напряжение выше 1000 В и в целом конструкция их получается более оптимальной и надежной.

Мощности электродвигателей постоянного тока электровозов переменного тока примерно такие же, как и у электровозов постоянного тока. При напряжении до 200—300 В будут целесообразны петлевые обмотки при четырехполюсном исполнении. Число полюсов у генераторов электромашинных преобразователей для питания обмоток возбуждения тяговых двигателей должно быть увеличено до шести или восьми, поскольку их токи составляют 600—1200 А. Возбуждение электродвигателей всегда последовательное, генераторов — смешанное. Причем у генераторов преобразователей с целью повышения устойчивости режима рекуперативного торможения на главных полюсах дополнительно располагают вспомогательные обмотки, обтекаемые током обмотки якоря. Эти генераторы проектируют слабонасыщенными. Для них рекомендуются следующие индукции, Тл:

Зубцы якоря	0,8—1,2
Спинка якоря	0,3—0,4
Сердечник главных полюсов	0,5—0,6
Спинка остова	0,5—0,6

Магнитные нагрузки генератора цепей управления выбирают такими, чтобы обеспечивались условия самовозбуждения. Тепловые нагрузки (Aj_a) можно выбирать, используя рекомендованные для тяговых двигателей, снизив их примерно на 30 % с учетом применения самовентиляции.

Для якоря генератора преобразователя можно принять $Aj_a = 1500 \div 2500$. Плотности тока в обмотке добавочных полюсов могут быть повышены до 4—5 А/мм², а во вспомогательной (противокомпаундной) обмотке — до 6—7 А/мм² из-за малого числа ее витков. В катушках с большим числом витков (обмотка независимого возбуждения), наоборот, следует снизить плотность тока до 2,5—3,5 А/мм².

Электромагнитные, тепловые и коммутационные расчеты постоянного тока в целом выполняют с учетом рекомендаций для проектирования тяговых двигателей постоянного и пульсирующего тока.

Для питания электродвигателей от выпрямительной установки требуется включить последовательно с ними реактор, обеспечивающий коэффициент пульсации выпрямленного тока 0,25—0,3.

Глава 35. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ И РАСЧЕТА ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 35.1. Выбор запаса по мощности и моменту

Как отмечалось в § 32.1, изменяющиеся условия эксплуатации оказывают различное действие на электродвигатели вентиляторов и компрессоров. Низкие температуры окружающего воздуха заметно увеличивают момент сопротивления компрессора и мало влияют на момент сопротивления вентилятора. У вентилятора мал момент сопротивления при пуске, у компрессора он может быть больше номинального. Следовательно, электродвигатель компрессора требует большего запаса по мощности, чем электродвигатель вентилятора. Однако с целью унификации электродвигатели для привода компрессоров и вентиляторов обычно принимают одинаковыми, а запас по мощности выбирают для более нагруженной машины.

Необходимость увеличения установленной мощности электродвигателей связана со снижением пускового и максимального моментов при снижении напряжения в контактной сети до нижнего допустимого уровня, а также с увеличением тока отдельных фаз из-за увеличения коэффициента несимметрии напряжений и возможным повышением их нагрева. Рассмотрим эти факторы отдельно.

При напряжении в контактной сети 19 кВ с учетом падения напряжения в обмотках трансформатора от токов тяговых и вспомогательных электродвигателей напряжение первой гармоники у вспомогательных электродвигателей составит 0,66 от номинального, т. е. $U_{\text{min}} = 0,66 \times 380 = 250$ В [86]. Тогда пусковой и максимальный моменты асинхронного двигателя уменьшатся до $(250/380)^2 = 0,433$ от значений при номинальном напряжении.

Примем момент сопротивления при пуске компрессора равным номинальному. Увеличение момента сопротивления из-за загустения смазки при низкой температуре можно в данном случае не учитывать, так как совпадение двух экстремальных событий — предельно низкая температура и снижение напряжения — маловероятно.

У асинхронных короткозамкнутых двигателей обычно $M_n/M_{ном} \approx 1$ и $M_{max}/M_{ном} \approx 2$. Тогда для машины, выбранной без запаса по моменту, при наименьшем напряжении $M_{max} = 0,433 \cdot 2 M_{ном} = 0,866 M_{ном}$ и $M_n = 0,433 \cdot 1 M_{ном} = 0,433 M_{ном}$, т. е. такая машина не обеспечит пуска и потеряет устойчивость при работе, если она была запущена при более высоком напряжении. Минимальный требуемый запас по моменту составит из условия пуска $M_{ном}/0,433 = 2,3 M_{ном}$. Поскольку частота вращения сохраняется, в этой же кратности должна увеличиться мощность машины. Запас по моменту и мощности следует принять в кратности 2,5, так как в предыдущих расчетах не учитывалось влияние на снижение момента несинусоидальности напряжения и высших пространственных гармоник, которые несколько уменьшают пусковой момент.

Для снижения запаса по мощности целесообразно выбрать машину с повышенным сопротивлением ротора, для которой могут быть реализованы соотношения $M_n/M_{ном} \approx 1,8$ и $M_{max}/M_{ном} \approx 2$. Тогда при пониженном напряжении пусковой и максимальный моменты составят: $M_n = 0,43 \cdot 1,8 M_{ном} = 0,78 M_{ном}$ и $M_{max} = 0,433 \cdot 2 M_{ном} = 0,866 M_{ном}$. Минимальный запас по моменту составит $M_{ном}/0,78 = 1,28 M_{ном}$. Приняв к сведению приведенные выше соображения, следует довести этот запас до 1,5—1,6. Двигатели с повышенным сопротивлением ротора, как видим, позволяют уменьшить их установленную расчетную мощность. Однако у этих машин меньше к. п. д. из-за повышенных потерь в роторе.

Есть еще одно обстоятельство, которое может потребовать увеличения запаса мощности у названных двигателей. Время пуска двигателя, при котором потребляются пусковые токи, в 5—7 раз превышающие номинальные, определяется разностью ординат электромагнитного момента и момента сопротивления на механических характеристиках. Эта разница менее благоприятна для двигателей с повышенным сопротивлением ротора. Кроме того, в их роторах при пуске выделяются значительно большие потери, чем у машин обычного исполнения. Продолжительность пуска не должна превышать 30 с. Время пуска можно рассчитать, располагая механическими характеристиками и значением момента инерции двигателя.

§ 35.2. Проверка запаса мощности по нагреванию

Коэффициент несимметрии фазных токов K_I значительно превышает коэффициент несимметрии напряжений K_U и рассчитывается как

$$K_I = I_o/I_n = K_U I_K/I_{ном},$$

где I_n, I_o — токи прямой и обратной последовательностей;
 $I_K, I_{ном}$ — токи короткого замыкания и номинальный.

Ток $I_o = U_o/Z_o$ (здесь U_o — напряжение обратной последовательности; Z_o — сопротивление току обратной последовательности). Ток $I_n = U_n/Z_n$ (здесь U_n, Z_n — напряжение прямой последовательности и сопротивление току прямой последовательности). Принимая $Z_n \approx Z_{ном}$, $Z_o \approx Z_K$ и $U_n \approx U_{ном}$ (здесь $Z_{ном}$ — сопротивление но-

минального режима; Z_K — сопротивление режима короткого замыкания), получим выражение для K_I .

Поскольку кратность тока короткого замыкания $I_K/I_{ном}$ составляет обычно 5—7, а коэффициент несимметрии напряжения может достигать до 0,1, то коэффициент K_I может составлять 0,5—0,7. Следовательно, при значительных коэффициентах несимметрии напряжения, которые могут иметь место при крайних значениях напряжения в контактной сети, токи отдельных фаз могут отличаться от номинального более чем в 2 раза.

Из рис. VIII.7 следует, что при напряжении 250 или 470 В двигатель работает практически как однофазный. В табл. VIII.2 приведены экспериментальные данные для двигателя АНЭ-225 мощностью 55 кВт при разных значениях питающего напряжения.

Из данных табл. VIII.2 видно, что, несмотря на меньшую мощность нагрузки P_2 при значительной несимметрии напряжения, превышение температуры статорной обмотки (τ_ϕ) возрастает по сравнению с режимом симметричного напряжения.

Расчет нагревания обмоток статора при значительной несимметрии напряжения довольно сложен. Наиболее полные исследования этой задачи выполнены М. А. Козарезовым и Л. В. Маханьковым [87, 88]. Учитывая, однако, что нагрев фаз заметно выравнивается благодаря вентиляции и хорошей теплопроводности стали даже при существенной неравномерности фазных токов, можно дать приблизительную оценку нагрева обмотки статора по значению потерь в сопоставимых режимах. Если в режимах с максимальной несимметрией напряжения потери в обмотках статора и ротора не превышают потерь при симметричном номинальном напряжении, вызывающих допустимое предельное превышение температуры, то запас мощности, выбранный ранее по условиям обеспечения пуска, можно не увеличивать.

Для рассматриваемого случая потери в обмотках удобно вычислить, зная токи фаз прямой I_n и обратной I_o последовательностей.

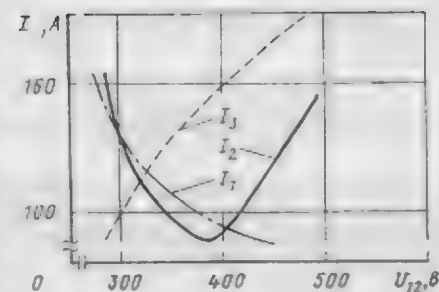


Рис. VIII.7. Зависимости токов в фазах асинхронного двигателя АНЭ-225 от питающего однофазного напряжения, подведенного к расщепителю фаз

Таблица VIII.2. Влияние напряжения на параметры режима двигателя АНЭ-225

$U_{12}, В$	$U_{11}, В$	$U_{10}, В$	$K_U, \%$	$I_1, А$	$I_2, А$	$I_3, А$	K_I	$P_1, кВт$	$P_2, кВт$	n	$\tau_\phi, ^\circ C$
470	510	480	0,05	79,5	159	177	0,42	51,9	42	1460	130
380	380	380	—	113	114	113	—	61,2	55	1430	73
380	418	404	0,055	87,6	78	148	0,48	48	42	1450	74
280	236	286	0,099	144	151	70	0,41	48	39	1370	110

Потери в обмотке статора

$$\Delta P_1 = 3I_{1n}^2 r_1 + 3I_{1o}^2 r_1;$$

потери в обмотке ротора

$$\Delta P_2 = 3(I_{2n}')^2 r_2' + 3(I_{2o}')^2 r_2'.$$

Для токов обратной последовательности должно быть учтено увеличение сопротивления обмотки статора r_1 и обмотки ротора r_2' из-за вытеснения тока при повышенной частоте токов. Можно принять $I_{1o} \approx \approx I_{2o}$ исходя из упрощенной схемы замещения асинхронного двигателя и вычислить эти токи как

$$I_{1o} \approx I_{2o} = \frac{U_o}{Z_1} = \frac{(U - U_{ном})}{(U_{ном} Z_1)} = K_u I_n.$$

Целесообразно выполнить оценку потерь как для номинального напряжения в контактной сети ($K_u \approx 0,03 \div 0,05$), так и для наиболее тяжелого по нагреванию (предельное значение $K_u = 0,1$).

Для уточненных расчетов нагревания асинхронных вспомогательных электродвигателей необходимо предварительно вычислить действительные токи фаз как сумму векторов токов прямой и обратной последовательностей. Упрощенно это можно выполнить, считая, что в одной из фаз векторы токов I_n и I_o совпадают. Тогда в этой фазе ток $I_A = I_n + I_o$, а в двух других токи $I_B = I_C = \sqrt{I_n^2 + I_o^2} = I_n I_o$.

Более точное определение токов I_A , I_B и I_C может быть получено, если заданы линейные напряжения выходного напряжения расщепителя фаз U_{12} , U_{13} и U_{23} . В этом случае из векторной диаграммы определяют векторы напряжения прямой (U_n) и обратной (U_o) последовательностей. На рис. VIII.8, а определены вектор $3U_o$ и вектор $3U_n$ построением предварительно на стороне 1—2 равностороннего треугольника 1—2—5. При этом находят не только векторы U_n и U_o , но и угол смещения этих векторов β .

Далее следует для одной из фаз, например фазы С, отложить векторы напряжения U_n и U_o (рис. VIII.8, б). Ток прямой последователь-

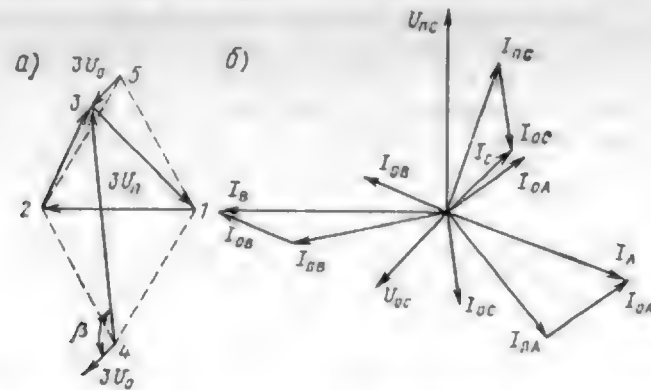


Рис. VIII.8. Векторные диаграммы токов и напряжений при несимметричном питании вспомогательного асинхронного двигателя

ности I_n и угол φ_n находят, зная расчетную мощность на валу и параметры машины. Ток обратной последовательности в фазе С определяют, как указано выше, по $I_{1o} \approx K_u I_n$, а угол $\varphi_o \approx \varphi_n$ (здесь φ_n — угол смещения между фазным током и напряжением в режиме короткого замыкания).

Токи I_n и I_o в других фазах должны быть смещены на 120° по отношению к токам в фазе С, что и выполнено на рис. VIII.8, б.

Если вспомогательные машины выбраны с запасом мощности по условию пуска при пониженном напряжении, то обычно их превышения температур не превышают норму для наибольших несимметричных токов. Однако указанные проверки теплового состояния во всех случаях необходимы.

В заключение следует отметить, что номинальную мощность спроектированного асинхронного двигателя часто принимают довольно произвольно, обычно несколько превышающей предполагаемую нагрузку. При этом превышение температуры фаз при симметричном номинальном напряжении значительно ниже допустимого. Так, у двигателя АНЭ-225 в этом режиме $t_\phi = 73^\circ\text{C}$ при номинальной мощности 55 кВт. Значительно недогрет и серийно используемый двигатель АЭ-92-4 при номинальной мощности 40 кВт. На этих машинах при симметричном напряжении и даже при номинальном напряжении с коэффициентом несимметрии $K_u = 0,02 \div 0,03$ может быть реализована длительная мощность 100—80 кВт и их параметры соответствуют именно этим мощностям.

§ 35.3. Особенности конструкции

Вспомогательные машины должны иметь тяговое исполнение. Для защиты от воздействия вибрации обмотка должна быть пропитана цементирующими лаками. Лобовые части обмоток изолируют дополнительно и закрепляют на изолированных кольцах остова.

При частоте вращения 1000—3000 об/мин роторы должны балансироваться.

Расчетная долговечность подшипников должна быть не менее 10^4 ч. Центробежный вентилятор на валу двигателя может создавать дополнительный небаланс и подшипник с его стороны должен быть усилен. Подшипники заполняют смазкой без разборки машины.

Листы сердечника статора набирают на шпонку, предварительно зачищая заусенцы. Крайние листы пакета стали для повышения жесткости выполняют из листа толщиной 1 мм и сваривают попарно. Такие листы (3—4 шт.) образуют на выходе из паза ступеньку. Паза собранного сердечника статора доводят до чертежного размера протяжкой, после чего осматривают и пропитывают.

Исполнение асинхронных вспомогательных двигателей обычно защищенное с самовентиляцией. На электровозах ВЛ80* и ВЛ180* установлены электродвигатели АЭ-92-4 (рис. VIII.9) для привода вентиляторов и компрессоров. Двигатель АЭ-92-4, помимо вентилятора, отлитого из алюминиевого сплава и посаженного на вал с помощью промежуточной стальной втулки, имеет лопасти на роторе, отлитые одно-

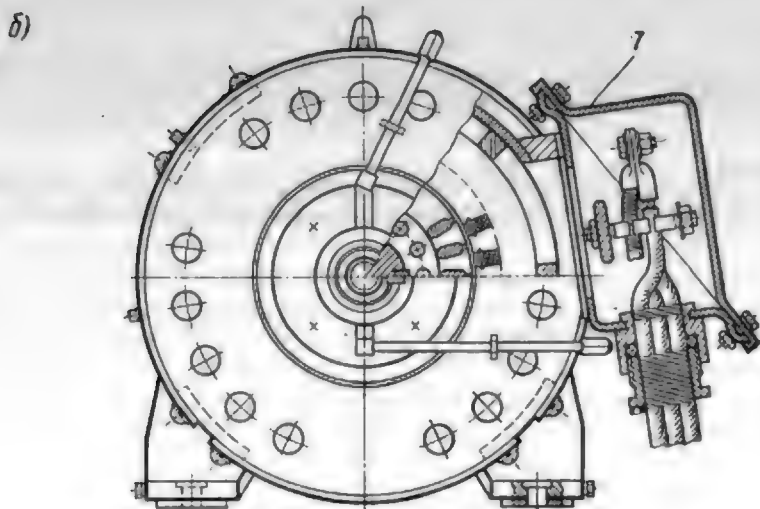
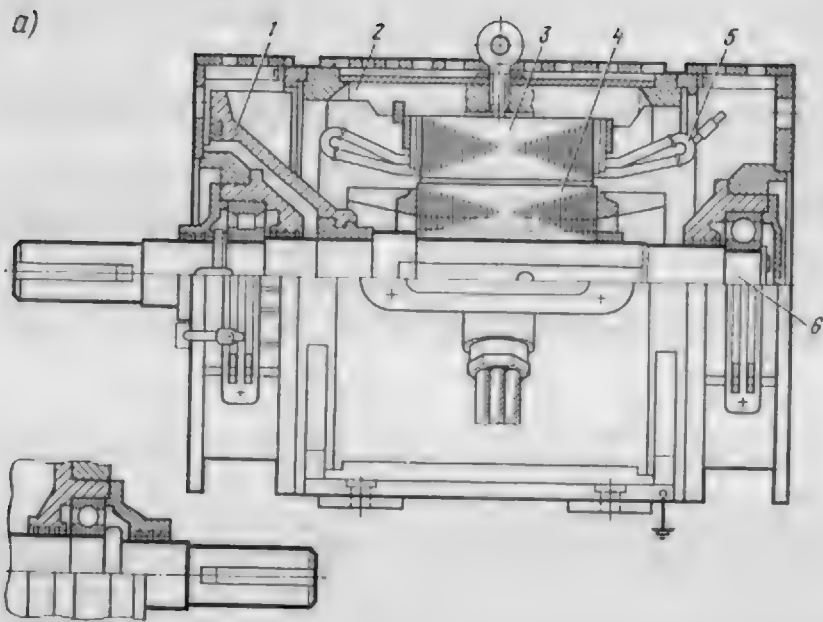


Рис. VIII.9. Продольный (а) и поперечный (б) разрезы асинхронного электродвигателя:

1 — вентилятор; 2 — корпус; 3 — статор; 4 — ротор; 5 — обмотка статора; 6 — вал; 7 — коробка выводов

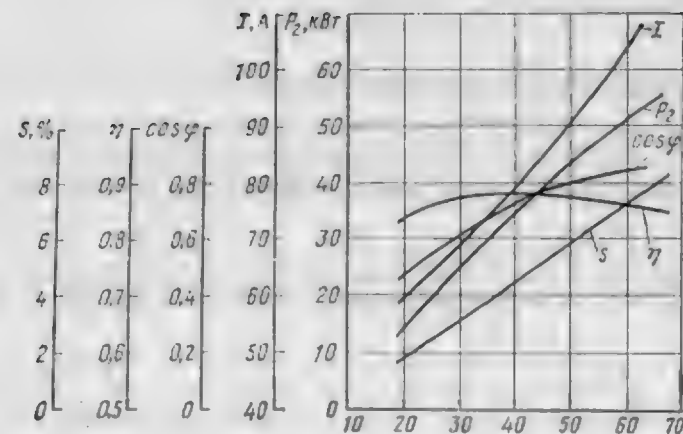
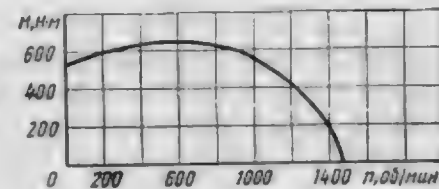


Рис. VIII.10. Рабочие характеристики вспомогательного асинхронного двигателя

Рис. VIII.11. Механическая характеристика асинхронного двигателя повышенного скольжения



временно с его обмоткой. Стержни ротора получены заливкой пазов сплавом АКМ12-4 повышенного сопротивления.

Заливка сплава АКМ12-4 в пазы размерами 4×12 мм привела к образованию пористой структуры стержня. Это выяснилось при специальном исследовании стержней роторной обмотки двигателя АЭ-92-4(б), где установлена также значительная расшпихтовка листов стали сердечника ротора, что приводит к заметному местному ослаблению сечения стержня. Есть необходимость несколько увеличивать ширину паза путем уменьшения их числа, а также обеспечивать чертежные размеры паза в свету.

Рабочие и механические характеристики двигателя АЭ-92-4 поясняются рис. VIII.10 и VIII.11. Номинальная мощность двигателя 40 кВт; потребляемая мощность изменяется в пределах 28—34 кВт. Этой мощности при частоте вращения 1400—1450 об/мин соответствует момент 200—230 Н·м, следовательно, в соответствии с рис. VIII.11 имеется более чем двойной запас по пусковому и максимальному моментам. Это согласно § 32.1 обеспечивает работоспособность машины при предельном низшем напряжении в контактной сети.

Глава 36. ОСНОВЫ РАСЧЕТА УСТРОЙСТВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОДНОФАЗНОГО ТОКА В ТРЕХФАЗНЫЙ

§ 36.1. Расчет асинхронного расщепителя фаз

Расщепитель фаз (РФ) обычно представляет собой асинхронную короткозамкнутую машину, как правило, специального исполнения. Схему присоединения асинхронных двигателей к РФ смотри на рис. VIII.4.

Векторная диаграмма напряжений и э. д. с. РФ (рис. VIII.12) показана для случая полного симметрирования выходного линейного напряжения $U_{13} = U_{15} = U_{35}$. При этом условии, как видно из рис. VIII.12, э. д. с. отдельных фаз (E_1 , E_3 и E_5) должны быть различны и сдвинуты на разные углы, что объясняется различием в фазных токах РФ, обычно несимметричных. Для того чтобы обеспечить требуемое расположение векторов э. д. с., у РФ выполняют несимметричную трехфазную обмотку, что проще всего достигается выбором для фаз различных значений числа q пазов на один полюс и фазу. При этом сохраняется неизменным число проводников в пазу. Углы смещения между э. д. с. фаз и их значения в некотором масштабе в этом случае находят следующим построением. Строят полуокружность произвольного диаметра (рис. VIII.13) и находят фазные зоны обмоток фаз по углам зон:

$$\delta = 2\pi q_1 / Z_1; \quad \varepsilon = 2\pi q_2 / Z_1.$$

Третий угол определяют из построения как $\psi = 180^\circ - \delta - \varepsilon$.

Полученные хорды 1-М, М-3 и 3-5 и есть векторы э. д. с. в выбранном масштабе, а углы α , β и γ — углы смещения между ними, которые могут быть определены из построения или вычислены как

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{q_5}{q_1 + q_3 + q_5} \right); \quad \beta = \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{q_1}{q_1 + q_2 + q_5} \right);$$

$$\gamma = \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{q_3}{q_1 + q_2 + q_5} \right).$$

Для построения векторной диаграммы линейных напряжений расщепителя фаз необходимо определить векторы токов фаз и падение напряжения от них в фазах. Это в свою очередь требует знания параметров

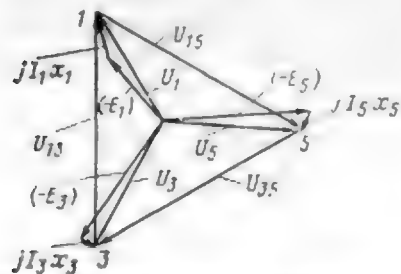


Рис. VIII.12. Векторная диаграмма напряжений расщепителя фаз

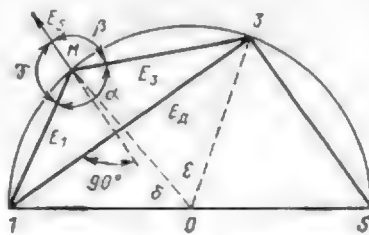


Рис. VIII.13. К расчету фазных э. д. с. расщепителя фаз при несимметричной обмотке статора

обмоток и потерь в машине, т. е. необходимо предварительно выполнить электромагнитный расчет машины, для чего можно использовать обычные методы расчета асинхронных двигателей с учетом несимметрии фазных э. д. с.

Часто фазы 1 и 2 представляют в виде одной эквивалентной двигательной фазы [3], ось которой перпендикулярна фазе 3, называемой генераторной. Для лучшего симметрирования выходного напряжения в схему обычно включают конденсатор С.

Выбор параметров РФ и емкости конденсаторов С выполняют путем построения векторных диаграмм токов и напряжений расщепителя фаз. При этом, варьируя параметрами, добиваются наилучшего симметрирования линейного напряжения, которое удовлетворяет нормам, записанным в задании на проектирование системы.

При построении векторных диаграмм исходят из того, что трехфазная нагрузка РФ симметричная. Используют уравнения для токов $I_{1p} + I_{2p} + I_{3p} = 0$; $I_c = I_{1p} + I_{1n}$, а также уравнения для напряжений фаз расщепителя:

$$U_{1p} = (-E_1) + jI_{1p}x_1 + I_{1p}r_1;$$

$$U_{2p} = (-E_2) + jI_{2p}x_2 + I_{2p}r_2;$$

$$U_{3p} = (-E_3) + jI_{3p}x_3 + I_{3p}r_3.$$

Кроме того, надо принять к сведению, что ток в генераторной фазе I_{3p} должен быть смещен относительно напряжения U_{3p} на угол, больший 90° , поскольку эта фаза должна генерировать активную мощность. Если нагрузка задана, т. е. определены токи I_{n1} , I_{n2} , I_{n3} , а также углы φ_n между токами и напряжением, то можно определить активную и реактивную мощности нагрузки:

$$P_n = n \cdot 3U_n I_n \cos \varphi_n; \quad Q = n \cdot 3U_n I_n \sin \varphi_n,$$

где n — число двигателей, подключенных к РФ.

Активная нагрузка расщепителя фаз определяется потерями в нем и нагрузкой генератора управления, если он закреплен на валу РФ. За реактивную мощность расщепителя фаз можно принять мощность его намагничивания, определяемую приблизительно расчетным током холостого хода при симметричном напряжении питания. В сумму реактивной мощности должна входить и мощность конденсаторов, если они используются. Располагая значениями суммарных активной и реактивной мощностей, можно определить вектор тока I_c , потребляемого из сети (от обмотки собственных нужд трансформатора), и его смещение относительно напряжения U_c .

Построим векторную диаграмму токов и напряжений расщепителя фаз вначале при отсутствии симметрирующих конденсаторов и использовании в качестве расщепителя фаз асинхронного короткозамкнутого двигателя с симметричной трехфазной обмоткой статора. Прежде всего следует отложить произвольно вектор напряжения сети U_c и затем ток I_c , смещенный на угол φ_c , определенные по значениям активной и реактивной мощностей, потребляемых из сети. Поскольку нагрузка

на выходе симметрична и известна, токи I_{n1} , I_{n2} и I_{n3} располагаем смещенными относительно фазных напряжений U_n на угол φ_n (рис. VIII.14).

Используя уравнение $\dot{I}_c = \dot{I}_{1p} + \dot{I}_{n1}$, определяем вектор тока $\dot{I}_{1p}$. Ток $\dot{I}_{3p}$ равен току $\dot{I}_{n3}$ и направлен противоположно. Зная векторы $\dot{I}_{1p}$ и $\dot{I}_{3p}$, из уравнения $\dot{I}_{1p} + \dot{I}_{2p} + \dot{I}_{3p} = 0$ находят вектор тока $\dot{I}_{2p}$.

Далее, используя уравнения для напряжений фаз, следует построить диаграмму фазных и линейных напряжений расщепителя фаз. Поскольку он имеет симметричную обмотку статора, можно без большой погрешности принять: $E_1 = U_{1n}$; $E_2 = U_{2n}$; $E_3 = U_{3n}$. При этом будет искажен масштаб напряжений, что, однако, несущественно, поскольку коэффициент несимметрии напряжений может быть вычислен по треугольнику линейных напряжений независимо от масштаба.

На рис. VIII.14, а отложены векторы падения напряжения $\dot{I}_{1p}r_1$ и $\dot{I}_{1p}x_1$ для фазы 1, а также для других фаз и определены векторы $\dot{U}_{1p}$, $\dot{U}_{2p}$, $\dot{U}_{3p}$, а затем и векторы линейных напряжений $\dot{U}_{12}$, $\dot{U}_{23}$, $\dot{U}_{13}$, по которым можно найти коэффициент несимметрии выходного напряжения.

Для рассмотренного случая преобразования однофазного напряжения в трехфазное, когда на выходе расщепителя фаз отсутствуют конденсаторы, могут быть сделаны следующие выводы:

получить симметричную систему выходных напряжений не удастся и коэффициент их несимметрии значителен (треугольник $1'-2'-3'$); расщепитель фаз нагружен значительными токами, близкими к суммарным токам нагрузки.

Положение существенно улучшается, если на фазы 2 и 3 включить конденсаторы (см. рис. VIII.4). Векторная диаграмма для этого случая построена на рис. VIII.14, б. Помимо приведенных выше уравнений, здесь дополнительно использовано еще одно: $\dot{I}_k = \dot{I}_{n3} + \dot{I}_{3p}$

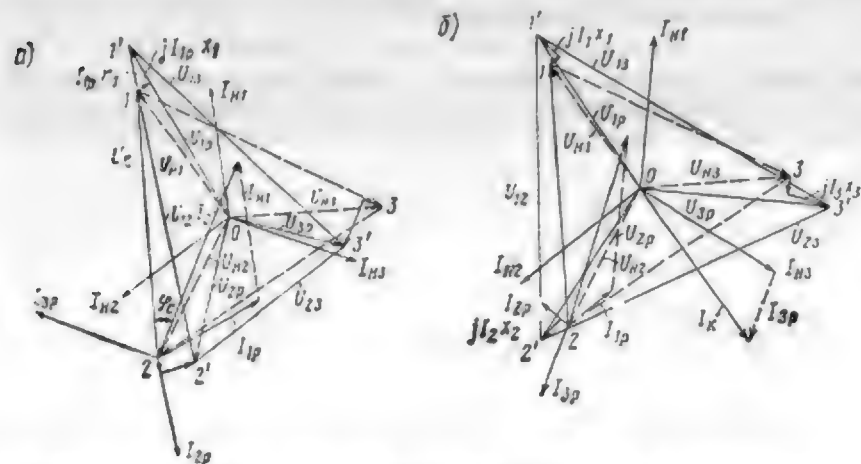


Рис. VIII.14. Векторные диаграммы токов и напряжений расщепителя фаз при отсутствии (а) и наличии (б) конденсаторов

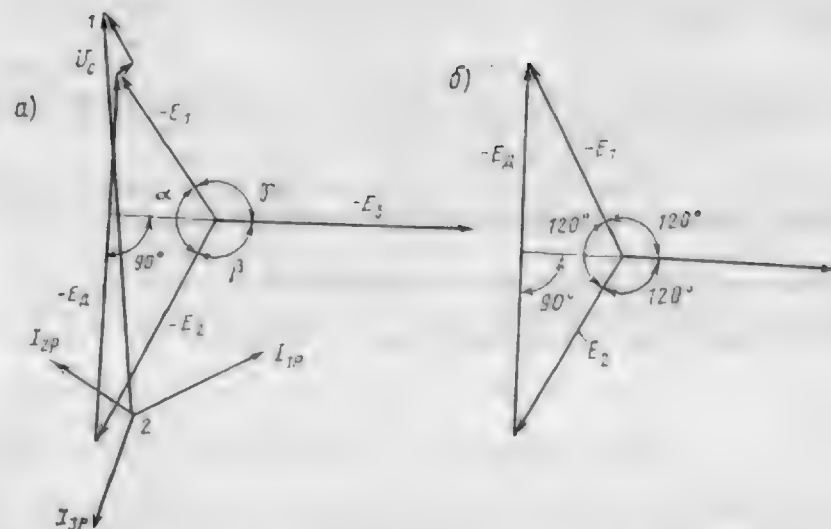


Рис. VIII.15. Векторные диаграммы э. д. с. расщепителя фаз для несимметричной (а) и симметричной (б) обмоток статора

В остальном построение векторной диаграммы выполнено так же, как и на рис. VIII.14, а. Ток $\dot{I}_k$ отложен опережающим на 90° напряжением $\dot{U}_{23}$.

Из рис. VIII.14, б следует, что добавление конденсаторов в схему преобразователя позволяет существенно улучшить симметрирование выходного напряжения (треугольник $1'-2'-3'$) и резко сократить токи расщепителя фаз. Как следует из рис. VIII.14, б, они становятся практически индуктивными (углы между фазными токами и напряжениями расщепителя близки к 90°). Наименьший коэффициент несимметрии может быть получен при вполне определенном токе $\dot{I}_k$, что устанавливается рядом пробных построений векторной диаграммы. По току $\dot{I}_k$ при заданном напряжении $\dot{U}_{23} \approx \dot{U}_c$ можно определить емкость конденсаторов C из выражения $\dot{U}_{23} = \dot{I}_k / (C \cdot 2\pi f_1)$, где $f_1 = 50$ Гц.

Если при использовании для расщепителя фаз асинхронного двигателя с симметричной обмоткой подбором емкости конденсатора не удастся получить требуемого коэффициента несимметрии напряжения, то нужно использовать асинхронный электродвигатель с несимметричной обмоткой. В этом случае полезно использовать ранее отмеченное понятие о двигательной фазе и ее э. д. с., являющейся суммой э. д. с. фаз 1 и 2. Тогда можно написать уравнение для напряжения сети в виде

$$\dot{U}_c = (-\dot{E}_2) + \dot{I}_{1p}r_1 + \dot{I}_{2p}r_2 + j\dot{I}_{1p}x_1 + j\dot{I}_{2p}x_2.$$

Токи расщепителя фаз определяют, как было показано ранее. Зная токи $\dot{I}_{1p}$, $\dot{I}_{2p}$, находят вектор $-\dot{E}_2$ составляющей напряжения сети компенсирующей э. д. с. $\dot{E}_2$. Векторы э. д. с. фаз со знаком «—» определяют по выбранным фазным зонам, зависящим от числа q для разных фаз.

Вначале следует вычислить углы α , β и γ , а затем и модули векторов э. д. с.

На рис. VIII.15, а приведено построение э. д. с. E_2 , E_1 , E_2 и E_3 при несимметричной обмотке статора. На рис. VIII.15, б то же выполнено для симметричной обмотки для случая, когда необходимо повысить точность построения по сравнению с векторной диаграммой на рис. VIII.14, а. В этом случае масштаб напряжений не искажается и на последней стадии построения векторной диаграммы.

§ 36.2. Симметрирование токов трехфазного асинхронного двигателя конденсатором при питании от сети однофазного тока

Если условия работы вспомогательных машин несколько облегчены, например при использовании подогрева картера компрессора перед пуском, или колебания напряжения уменьшены, например путем переключения выводов обмотки собственных нужд трансформатора, то имеется возможность применить простейшее симметрирующее устройство преобразования однофазного тока в трехфазный, состоящее только из конденсаторов.

Известно, что трехфазный двигатель может работать от однофазной сети, если включить конденсатор C в обмотку статора по одной из схем, приведенных на рис. VIII.16. Доказывается [89], что схема рис. VIII.16, а предпочтительнее схемы рис. VIII.16, б для короткозамкнутых двигателей, поскольку позволяет реализовать увеличенный пусковой момент. Оптимальную емкость можно определить, зная требуемое емкостное сопротивление x_C :

$$C_p = 1/(2\pi f_1 x_C).$$

Требуемое емкостное сопротивление

$$x_C = x_K \left(\frac{2x_1}{x_2'} \frac{1 + \rho_1^2}{1 + 0,58\rho_1} \right),$$

где $x_K = x_1 + x_2'$; $\rho_1 = r_1/x_1$;
 x_1 , x_2' — индуктивные сопротивления соответственно обмоток статора и ротора от потоков рассеяния;
 r_1 — активное сопротивление обмотки статора.

При пуске двигателя для увеличения пускового момента желательно увеличить емкость C_p . Это можно реализовать применением схемы,

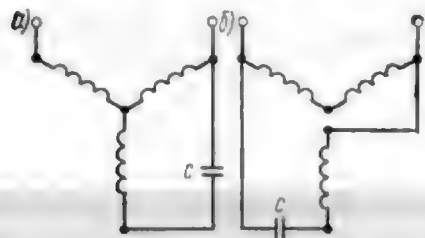


Рис. VIII.16. Схемы включения конденсаторов в статорную обмотку трехфазных асинхронных двигателей при однофазном питании

показанной на рис. VIII.16. При равноценных условиях по нагреванию асинхронный трехфазный двигатель с оптимально подобранным конденсатором при питании от сети однофазного тока может реализовать мощность

$$P_{\text{конд}} = P_{\text{ин}} \cdot 1/\sqrt{3} \cos \varphi_H,$$

где $P_{\text{ин}}$ — мощность двигателя при трехфазном симметричном напряжении;
 $\cos \varphi_H$ — коэффициент мощности при симметричном напряжении.

Приведенное условие надо рассматривать как дополнительное при выборе запаса мощности вспомогательного двигателя, учитывая снижение момента от уменьшения напряжения в контактной сети. В [86] показано, что асинхронный двигатель повышенного скольжения при конденсаторном симметрировании должен иметь мощность, по условиям устойчивости в 1,3 раза большую, чем при симметрировании с помощью расщепителя фаз.

УПРОЩЕННЫЙ ВАРИАНТ МЕТОДА СЛУЧАЙНОГО ПОИСКА ДЛЯ РЕШЕНИЯ ОБЩЕЙ ЗАДАЧИ НЕЛИНЕЙНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ

Упрощенный вариант метода случайного поиска для решения общей задачи нелинейного программирования разработан на алгоритмическом языке Фортран-IV на ЭВМ ЕС. Алгоритм составлен инж. С. В. Гусаковым (лаборатория оптимизации С. В. Жака, Ростовский государственный университет). Программа предназначена для решения общей задачи нелинейного программирования

$$F(x) \rightarrow \min \quad (1)$$

при

$$\Phi_j(x) \leq 0, \quad j = \overline{1, s}; \quad (2)$$

$$A \leq x \leq B. \quad (3)$$

Решение производится по следующей схеме.
Строится последовательность точек

$$x_i = xR + MK\xi_i, \quad (4)$$

где ξ_i — очередная реализация случайного вектора ξ , каждая координата которого распределена по нормальному закону с $m = 0$ и $\sigma^2 = PM$;

MK — вектор индивидуальных масштабов переменных x ;

xR — лучшая (рекордная) из точек $x_0, x_1, \dots, x_{i-1}$.

Если построенная точка x_i не удовлетворяет ограничениям (2), то попытка считается неудачной. При нарушении ограничений (3) точка x_i проектируется на границу определяемой ими области.

Если построенная точка допустима и $F(x_i) \leq F(xR)$, то производится замена «рекордной» точки (т. е. $xR := x_i$).

В процессе поиска дисперсия PM изменяется по правилу

$$PM_i = \begin{cases} PM_{i-1} P1, & \text{если } x_{i-1} \text{ «рекордная» точка;} \\ PM_{i-1}/P2 & \text{в противном случае,} \end{cases}$$

здесь $P1$ и $P2$ — константы ($P1 \leq 1$; $P2 \leq 1$; $P2 \leq P1$).

Поиск оканчивается в том случае, когда произведено заданное число попыток M либо когда значение PM становится меньше заданного ϵ .

В качестве решения принимается последняя «рекордная» точка.

Характеристики процедуры

Обращение

CALL RSG(N, M, P1, P2, E, KSI, FR, X, XR, MK, A, B, FUNK).

Описание параметров:

N — число переменных;

M — число попыток;

$P1$ — коэффициент сужения сферы поиска ($0 < P1 \leq 1$);

$P2$ — коэффициент расширения сферы поиска ($0 < P2 \leq 1$);

E — достаточно малая величина, ограничивающая степень сужения сферы поиска;

KSI — переменная целого типа, используемая в подпрограмме «RANDU» (определяет последовательность псевдослучайных чисел);

FR — значение функции F в точке X при входе в процедуру и в точке XR при выходе;

X — массив начальных значений переменных;

XR — выходной массив, содержащий координаты «рекордной» точки;

MK — массив индивидуальных масштабов переменных;

A — массив нижних границ изменения переменных X ;

B — массив верхних границ изменения переменных X ;

$FUNK$ — процедура расчета функции F и проверка условий (2) в точке x . Обращение к ней имеет вид

CALL FUNK(x, F, I).

Признак I принимает значение 0, если точка x нарушает условие (2).

Идентификаторы, локализованные в теле процедуры:

F — значение функции (1) в текущей точке;

I — признак допустимости;

PM — дисперсия;

Y — случайное число, равномерно распределенное на (0; 1);

Z — случайное число, распределенное по нормальному закону, с параметрами: математическое ожидание $m = 0$, дисперсия $\sigma^2 = 1$;

$\left. \begin{matrix} i \\ j \\ k \end{matrix} \right\}$ — переменные в операторах цикла.

Используемые процедуры:

FUNK — процедура вычисления функции (1) и проверки условий (2);

RANDU — генератор случайных чисел, равномерно распределенных на (0; 1).

Примечания. 1. Значение входного вектора x не сохраняется.

2. Исходная точка x должна быть допустима.

3. При первом обращении к процедуре RSG параметру KSI должно быть присвоено значение 459412989.

Тестовая задача:

$$F = x_1^2 + x_2^2 \rightarrow \min;$$

$$(x-1)^2 + x_2^2 - 1 \leq 0;$$

$$0 \leq x_1 \leq 1;$$

$$-1 \leq x_2 \leq 1.$$

Исходные данные:

$N = 2$; $M = 100$; $P1 = 0,8$; $P2 = 0,4$; $E = 0,001$; $KSI = 459412989$

$X(1) = 1,0$; $MK(1) = 0,1$; $A(1) = 0,0$; $B(1) = 1,0$;

$X(2) = 0,5$; $MK(2) = 0,1$; $A(2) = -1,0$; $B(2) = 1,0$.

Результат:

$$F(X^*) = 0,2164 \cdot 10^{-5}; \quad X_1^* = 0,1471 \cdot 10^{-3}; \quad X_2^* = 0,1464 \cdot 10^{-2}.$$

Программа приведена на с. 468—469.

ПРОГРАММА ПОВЕРОЧНОГО РАСЧЕТА ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО (ПУЛЬСИРУЮЩЕГО) ТОКА

На с. 470—483 приведена программа поверочного расчета тягового двигателя постоянного (пульсирующего) тока, составленная по формулам примера поверочного расчета (см. § 27.1 и 27.2) программистом А. В. Седовым на алгоритмическом языке Фортран-IV для операционной системы ДОС ЕС для ЭВМ единой серии.

Исходными данными для расчета по программе являются исходные данные к примеру расчета. На каждой перфокарте располагается четыре числа исходных данных, причем точки, разделяющие целую и дробную часть числа, располагаются на перфокарте в позициях с номерами 11, 28, 45, 62. Всего исходные данные содержат (без учета перфокарт с коэффициентами аппроксимации кривых намагничивания стале) 39 перфокарт; 1, 2, 3-я перфокарты пустые, 4-я перфокарта содержит любой комментарий о расчете с 21-й по 55-ю позицию, следующие перфокарты — это исходные данные алгоритма.

Программа содержит массивы коэффициентов аппроксимации кривых намагничивания стале: для якоря — сталь 2212 (массив А4); для полюса — сталь листовая толщиной 1,5 мм (массив М1); для остова — литая сталь (массив J).

Если необходимо выполнять расчет при других сталях, массивы коэффициентов аппроксимации набиваются на перфокарты так же, как и основные исходные данные, по четыре значения на перфокарте и в колоде перфокарт устанавливаются после основных исходных данных. Причем массивы должны быть расположены в таком порядке: А4, J, М1.

Кроме исходных данных, в начале и конце колоды перфокарт должны быть установлены управляющие перфокарты, определяемые применяемой ЭВМ.

Будут введены массивы коэффициентов А4, J, М1 с перфокарт или использованы значения коэффициентов аппроксимации стале, имеющиеся в программе, определяется значением признака VVMAS (см. п. 137 исходных данных).

Если заранее известны значения I_{cp} , I_d и L_p (см. пп. 31—33), и они заданы в исходных данных, то расчет их по программе не производится; если принять, что эти значения равны нулю, то они будут рассчитаны по программе.

В результате расчета по программе на печать выдаются:

1) массив исходных данных и массивы коэффициентов аппроксимации кривых намагничивания стале: А4, J, М1;

2) значения всех рассчитываемых параметров в том порядке, как они расположены в примере расчета, т. е. практически распечатываются результаты расчета пп. 1—18 и массивы В, С, D, E, F, H.

ПРОГРАММА РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Программа расчета электромеханических характеристик написана на алгоритмическом языке Фортран IV для операционной системы ДОС ЕС для ЭВМ единой серии. Программа (с. 483—486) составлена по разработанному алгоритму инженерами Т. К. Малаховой и В. Г. Скрипкой.

Зависимости к. п. д. зубчатой передачи (см. рис. VI.18) и коэффициента добавочных потерь K_d (см. рис. III.1) от относительного значения тока якоря или мощности машины, а также универсальная характеристика намагничивания (см. рис. V. 32) представлены в программе в виде таблиц. Исходными данными для расчета по программе являются данные для расчета характеристик (см. § 27.3).

Исходные данные перфорируются на перфокартах. Формат ввода 4F17.6. Это значит, что на каждой перфокарте набивается по четыре числа. На каждое число отводится 17 позиций, из них десять отводится под целую часть числа, 11-я под точку и шесть позиций под дробную часть числа. Точки располагаются на перфокарте в позициях с номерами 11, 28, 45, 62.

Все исходные данные размещаются на 14 перфокартах. На 14-й перфокарте содержится любой комментарий о расчете с 21-й по 35-ю позицию. На перфокарте 1 наносятся шифры о возбуждении двигателя, объеме распечатки результатов расчета, а также о том, используются ли в расчете значения к. п. д. зубчатой передачи, записанные в программе, или они должны вводиться вместе с исходными данными. Если значения к. п. д. зубчатой передачи вводятся с исходными данными, то на перфокарты наносится следующая таблица:

K_f	0,25	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,75	0,8	0,9
K_d	0,22	0,22	0,225	0,226	0,23	0,24	0,25	0,26	0,28
η_z	...	...	...	...	...	...	...	...	...
1,0	1,25	1,5	1,75	2,0					
0,3	0,37	0,45	0,57	0,65					
...	...	...	...	...					

В этой таблице графы для η_z должны быть заполнены значениями, при которых конструктор считает необходимым вести расчет. Эта таблица по строкам начиная с верхней, наносится на перфокарты. Пакет этих перфокарт устанавливается после пакета основных исходных данных. Кроме описанных исходных данных в пакете перфокарт должны быть установлены управляющие перфокарты.

Структура пакета перфокарт следующая: управляющие перфокарты; программа; управляющие перфокарты; исходные данные; управляющие перфокарты.

Результаты расчета на печать выдаются в таком порядке:

- 1) печатаются управляющие карты;
- 2) печатаются исходные данные;
- 3) после вывода на печать исходных данных в зависимости от вида возбуждения тягового двигателя печатается один из следующих заголовков: электро-механические характеристики двигателя последовательного возбуждения; электро-механические характеристики двигателя независимого возбуждения;

4) под заголовком печатается тип тягового двигателя. Ниже выводится на печать первое расчетное значение коэффициента возбуждения (ВЕТТА) для двигателя последовательного возбуждения или первое расчетное значение тока возбуждения (I_B) для двигателя независимого возбуждения;

5) после вывода на печать первого расчетного значения коэффициента возбуждения или тока возбуждения для каждого относительного значения тока якоря K_f печатаются результаты расчета в такой последовательности:

- а) ток якоря I_A (I_a), А;
- б) падение напряжения в цепи двигателя $DELU$ (ΔU), В;
- в) частота вращения двигателя Nl (n), об/мин;
- г) скорость движения электровоза VE (v), км/ч;
- д) коэффициент полезного действия на валу двигателя TD (η_d);
- е) коэффициент полезного действия на оси колесной пары $TOSI$ (η_o);
- ж) частота перемещения CH (f), Гц;
- з) момент на валу двигателя Ml (M), (Н · м);
- и) суммарные потери в двигателе $SIGP$ ($\Sigma \Delta P$), Вт;
- к) сила тяги одной оси колесной пары $FOSI$ (F_o), Н;
- л) потери в меди двигателя (омические) PM (ΔP_m), Вт;

- м) механические потери на коллекторе и в подшипниках РМХ ($\Delta P_{\text{мех}}$), Вт;
 н) переходные потери на коллекторе РКН ($\Delta P_{\text{пер}}$), Вт;
 о) удельные потери в стали ярма якоря РА (p_a), Вт;
 п) удельные потери в стали зубцов якоря, без высоты зубца под клин РЗК (p_z), Вт;
 р) удельные потери в стали зубцов якоря на высоте клина РЗК (p_{zk}), Вт;
 с) потери в стали машины РС (ΔP_c), Вт;
 т) добавочные потери РДО ($\Delta P_{\text{доп}}$), Вт;
 у) масштаб для м.д.с. МР (m_p), 1/А;
 ф) масштаб для магнитного потока ММР (m_Φ), Вб.

Расчетные данные, указанные в подпунктах а — ф, выводятся на печать полностью, если коэффициент $IC = 0$. Если $IC = 1$, объем печати данных расчета сокращается и данные, указанные в подпунктах л — ф, не печатаются.

Далее выводится на печать следующее расчетное значение ВЕТТА или ИВ и печатается расчетная информация (п. 5) для данного значения ВЕТТА или ИВ. И так далее для всех расчетных (ненулевых) значений ВЕТТА.

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

ПРОГРАММА ПОВЕРОЧНОГО РАСЧЕТА АСИНХРОННОГО ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ

Программа (с. 487—501) выполнена в соответствии с алгоритмом поверочного расчета (см. § 31.9).

Исходные данные задаются в следующем порядке.

Первые 24 перфокарты имеют формат 2F12.5.

1. P — мощность двигателя, кВт; U_n — линейное напряжение, В.
2. F — сила тяги, кгс (1 кгс $\approx$ 10 Н); μ — передаточное отношение.
3. $D_{\text{вк}}$ — диаметр бандажа ведущего колеса, м; v_{max} — конструктивная скорость электровоза, км/ч.
4. p — число пар полюсов; f_2 — абсолютная частота скольжения, Гц (предварительное значение).
5. Z_1 — число пазов статора; $S_{\text{п1}}$ — число эффективных проводников в пазу статора.
6. Z_2 — число пазов ротора; $2l_{\text{л2}}$ — суммарная длина лобовых частей стержня ротора, мм.
7. D_2 — наружный диаметр пакета ротора, мм; a — верхнее основание стержня ротора, мм.
8. h — высота стержня ротора, мм; b — нижнее основание стержня ротора, мм.
9. D_n — наружный диаметр статора, мм; k_c — коэффициент заполнения сердечника сталью.
10. $h_{\text{п1}}$ — высота паза статора в штампе, мм; $b_{\text{п1}}$ — ширина паза статора в штампе, мм.
11. $n_{\text{к2}}$ — число рядов вентиляционных каналов в ярме ротора; $d_{\text{к2}}$ — диаметр вентиляционных каналов ротора, мм.
12. $D_{\text{з1}}$ — внутренний диаметр ротора, мм; $h_{\text{кан}}$ — высота надпазового канала статора, мм.
13. $h_{\text{кл}}$ — высота клина статора, мм; p' — разность между шириной паза статора и шириной катушки в лобовой части, мм.
14. r_1, r_2 — радиусы скругления, мм.
15. r_3, r_4 — радиусы скругления, мм.
16. l_2' — прямолинейный вылет секции до начала радиуса, мм; l_3 — длина, необходимая для пайки секции, мм.
17. l_2 — длина ротора, мм; l_a — длина статора, мм.
18. $b_{\text{пр1}}$ — высота элементарного проводника статора, мм; $h_{\text{пр1}}$ — ширина элементарного проводника статора, мм.

19. d'_k — диаметр вентиляционного канала на наружной поверхности статора, мм; m_k — число вентиляционных каналов на поверхности статора.

20. $m_{\text{к2}}$ — число вентиляционных каналов ротора; Q_v — расход воздуха, м³/мин.

21. K_v — коэффициент вентиляции (отношение тока продолжительного режима к току расчетного режима); $q_{\text{с1}}$ — площадь сечения одного эффективного проводника обмотки статора, мм².

22. $m_{\text{х1}}$ — число элементарных проводников по высоте паза статора; h_1' — размер по высоте паза статора, занимаемый медью, мм.

23. h_1'' — размер от верха паза статора до меди, мм;

y_1 — шаг обмотки статора (передняя лобовая часть).

24. y_2 — шаг обмотки статора (задняя лобовая часть);

Δ — коэффициент теплопроводности изоляции, Вт/(С·см)

Перфокарты 25—27 имеют формат 5F8.4.

25. a_1 — число параллельных ветвей в фазе обмотки статора; $b_{\text{кл}}$ — ширина короткозамыкающего кольца, мм; h_2 — высота шлица паза ротора, мм; h_1 — толщина короткозамыкающего кольца, мм; δ — воздушный зазор, мм.

26. b_2 — ширина шлица паза ротора, мм; l_n — односторонняя толщина изоляции в лобовой части обмотки статора, мм; e' — средний зазор между лобовыми частями соседних секций, мм; K — коэффициент, учитывающий уменьшение теплоотдачи в воздушном зазоре (обычно $K \geq 4$); λ_m — удельная проводимость при ожидаемой температуре, (Ом·м)⁻¹.

27. $C_{\text{п}}$ — коэффициент, зависящий от формы паза статора.

28. m_1 — число фаз обмотки статора; $\mu_{\text{кл}}$ — относительная магнитная проницаемость материала клина статора ($\mu_{\text{кл}} = 3$ — для магнитного клина, $\mu_{\text{кл}} = 1$ — для немагнитного клина); γ — удельная проводимость стержня ротора при 20° С, м/(Ом·мм²); n' — безразмерный коэффициент, учитывающий расширение паза ротора по отношению к стержню (обычно $n' = 0$);

m_{11} — коэффициент аппроксимации кривой намагничивания стали, для стали 2212 $m_{11} = 7,66$; $p_{1/50}$ — удельные потери в стали при 50 Гц, Вт/кг; $\theta'_{\text{м2}}$ — среднее превышение температуры вентилирующего воздуха, °С. Формат 7F6.3.

Перфокарты 29—35 имеют формат 3F16.7.

На перфокартах 29—33 задаются коэффициенты аппроксимации кривой намагничивания. Числовые значения приведены для стали 2212 без учета ответвления магнитного потока в паз.

29. $m_{20} = -91\,439$; $m_{21} = -227\,407$; $m_{22} = -210\,847$.

30. $m_{23} = 86\,313,7$; $m_{24} = -13\,146,8$; $m_{25} = -44\,928,3$.

31. $m_{31} = 63\,508,4$; $m_{32} = -24\,873,1$; $m_{33} = -504,35$.

32. $m_{34} = 1358,7$; $m_{35} = 237\,176$; $m_{36} = -288\,152$.

33. $m_{42} = 98\,806,1$; $m_{43} = -1009,6$; $m_{44} = -2978,52$.

34. α_1, α_2 — углы наклона задней и передней лобовой части обмотки статора, рад; Δ_1 — величина погрешности при расчете секции.

35. $d_{\text{к1}}$ — диаметр вентиляционного канала статора, мм; $n_{\text{к1}}, m_{\text{к1}}$ — число рядов вентиляционных каналов в спинке статора и их количество.

На перфокарте 36 задаются значения параметров NN и NNN по формату 2I2.

В зависимости от сочетания этих параметров на печать будут выдаваться следующие данные:

1. NN = 1 (NNN $\neq$ 1) — подробная распечатка результатов расчета без расчета характеристик;

2. NN $\neq$ 1 (NNN = 1) — подробная распечатка результатов расчета двигателя и результаты расчета характеристик (короткая распечатка).

При расчете характеристик сила тяги уменьшается с шагом 250 кгс до тех пор пока не выполнится условие $v \geq v_{\text{max}}$.

3. NN $\neq$ 1 (NNN = 1) — короткая распечатка результатов расчета двигателя и характеристик.

4. NN = 1 (NNN = 1) — выдача на печать отсутствует.

При подробной распечатке все результаты расчета выдаются со словесными пояснениями.

При короткой распечатке по формату 3F16.7 выводятся следующие результаты расчета: сила тяги, скорость движения электроваза, фазный ток, к.п.д., cos ϕ , частота тока ротора, мощность, превышение температуры обмотки статора, намагничивающий ток, вращающий момент, максимальные значения мощности и вращающего момента, кратность максимального момента.

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

ПРОГРАММА ТЕПЛОВОГО РАСЧЕТА (MATR)

Программа (с. 502—508) предназначена для расчета в продолжительном режиме работы превышений температур элементарных проводников обмотки статора асинхронного тягового двигателя или обмотки якоря ТД постоянного тока. Она позволяет найти распределение превышений температур по высоте паза на основе метода эквивалентных тепловых схем (см. § 12.4). Принято, что по ширине паза расположен один проводник.

Исходные данные к программе задаются согласно табл. 1.

В программе учтена зависимость сопротивления меди от температуры. Линейная зависимость теплопроводности изоляции от температуры может быть учтена с помощью соответствующих исходных данных (см. перфокарту 10 табл. 1).

Программа позволяет исследовать влияние различных параметров на превышение температуры элементарных проводников. Для этого на перфокарте 16 задается номер варьируемого параметра, его максимальное и минимальное значения и шаг варьирования. Варьируемые параметры приведены на перфокартах 5—14, им присвоены условные номера (NUM) от 1 до 26. Параметр M (NUM = 1) варьированию не подлежит. Следовательно, пределы изменения NUM от 2 до 26. Например, NUM = 2 соответствует варьированию параметра NM. При этом на перфокарте 16 задают максимальное и минимальное значения параметра NM, а также шаг изменения и исследуют зависимость превышения температур от NM.

При расчете двигателя постоянного тока на перфокарте 3 задают нуль и 10 нулей, на перфокарте 4 — значение тока якоря и 10 нулей, на перфокарте 6 — нуль. Максимальное число элементарных проводников в пазу равно 48. Время счета по программе колеблется от нескольких секунд (при $M \leq 4$) до десятков минут. На печать выдаются результаты расчета с пояснениями. Нумерация элементарных проводников принята от дна паза к воздушному зазору.

Таблица 1. Исходные данные к программе

Номер перфокарты	Обозначение	Наименование параметра	Формат
1	M*	Число элементарных проводников в пазу	I2
2	T(1)* ²	Начальное приближение при расчете превышения температуры, °C	F4.0
3	NJU* ³	Номера наиболее выраженных высших гармоник	11F4.0
4	JU* ³	Действующие значения токов высших гармоник, А	11F4.0
5	M*	Число элементарных проводников в пазу	I2
	NM	Высота элементарного проводника, мм	F5.2
	BM	Ширина элементарного проводника, мм	F5.2
	Q	Площадь сечения элементарного проводника, мм ²	F6.2
	S	Число эффективных проводников в пазу	F3.0
6	F	Частота первой гармоники, Гц	F5.1
7	PZ, PC	Потери в зубах и спинке статора, Вт	2F5.0
8	AZ, AK	Коэффициенты теплоотдачи в воздушном зазоре и каналах статора, Вт/(°C·м ²)	2F4.0

Продолжение табл. 1

Номер перфокарты	Обозначение	Наименование параметра	Формат
9	DK, N, Z	Диаметр каналов в спинке статора, мм, их число и число пазов статора	3F4.0
10	D	Внутренний диаметр статора, мм	F4.0
	LØ	Коэффициент теплопроводности изоляции при температуре окружающей среды, Вт/(°C·см)	F5.3
	A	Температурный коэффициент теплопроводности изоляции, Вт/(°C) ² ·см	F6.5
11	KI**	Начальное значение коэффициента релаксации	F3.1
12	BN	Ширина паза статора, мм	F4.1
	LKL	Коэффициент теплопроводности материала клина, Вт/(°C·см)	F4.2
	LST	Коэффициент теплопроводности стали, Вт/(°C·см)	F3.0
	TB	Превышение температуры охлаждающего воздуха в рассматриваемом сечении, °C	F9.4
13	DLK	Толщина изоляции на дне паза, мм	2F3.1
	DLL	Толщина изоляции между элементарными проводниками, мм	
14	HKL	Толщина клина, мм	3F3.0
	HK -	Высота надпазового канала, мм	
	HN	Высота паза, мм	
15	DOP	Допустимая погрешность вычисления превышения температур	F5.4
16	NUM* ⁵	Номер варьируемого параметра	I2
	FMIN	Минимальное, максимальные значения варьируемого параметра и шаг изменения	3F10.5
	FMAX		
	STEP		

Примечания.* M ≤ 48. ** Обычно 100 ≤ T (1) ≤ 150.

³ 11 шт. ⁴ 1,05—1,2. ⁵ 2 ≤ NUM ≤ 26.

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

ПРОГРАММА РАСЧЕТА КОММУТАЦИИ НА ПУЛЬСИРУЮЩЕМ ТОКЕ

Программа (с. 508—518) составлена по алгоритму, приведенному в гл. 25.

Исходные данные вводятся по формату 4F20.10. Общее количество перфокарт, на которых задаются исходные данные, — 23.

На печать выдаются все исходные данные, помеченные идентификаторами, и результаты расчета с идентификаторами и словесными комментариями.

ПРИЛОЖЕНИЕ 7

ПРОГРАММА РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Программа (с. 518—522) составлена в соответствии с алгоритмом, приведенным в главе 5.

Исходные данные вводятся по формату 3F12.5 в следующем порядке: напряжение, В; номинальное и расчетное значения коэффициента возбуждения; номинальный ток, А; число витков обмотки возбуждения; номинальный магнитный поток, Вб; номинальный коэффициент насыщения магнитной цепи; сопротивления цепей якоря и возбуждения, Ом; начальные значения токов якоря, возбуждения и индуктивного шунта, А; индуктивности цепей якоря, возбуждения и шунта, Гн; коэффициент пропорциональности между потоком и э.д.с., 1/с; нижний и верхний пределы интегрирования, с; требуемая погрешность интегрирования.

На печать выдаются текущее время и токи в цепях обмоток якоря, возбуждения, в постоянном шунтирующем резисторе и индуктивном шунте.

РАЗМЕРЫ ОБМОТОЧНОГО ПРОВОДА

ПРИЛОЖЕНИЕ 8

Номинальный размер проволо- ки по стороне б, мм	Номинальный размер проволоки по стороне а, мм																	Расчетное сечение проволоки, мм²		
	0.80	0.85	0.90	0.95	1.00	1.06	1.12	1.18	1.25	1.32	1.40	1.50	1.60	1.70	1.80	1.81	1.90		2.00	2.12

2,00	1,463	1,545	1,626	1,706	1,785	1,905	2,025	2,145	2,285	2,425	2,585	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2,12	1,559	—	1,734	—	1,905	—	2,160	—	2,435	—	2,753	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2,24	1,655	1,749	1,842	1,934	2,025	2,160	2,294	2,429	2,585	2,742	2,921	3,145	3,369	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2,36	1,751	—	1,950	—	2,145	—	2,429	—	2,735	—	3,089	—	3,561	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2,50	1,863	1,970	2,076	2,181	2,285	2,435	2,585	2,736	2,910	3,085	3,285	3,535	3,785	3,887	4,137	—	—	—	—	—	—	—
2,65	1,983	—	2,211	—	2,435	—	2,753	—	3,098	—	3,495	—	4,025	—	4,407	—	—	—	—	—	—	—
2,80	2,103	2,225	2,346	2,466	2,585	2,753	2,921	3,089	3,285	3,481	3,705	3,965	4,265	4,397	4,677	—	—	—	—	—	—	—
3,00	2,263	—	2,526	—	2,785	—	3,145	—	3,535	—	3,985	—	4,585	—	5,034	—	—	—	—	—	—	—
3,15	2,383	2,522	2,661	2,799	2,935	3,124	3,313	3,502	3,723	3,943	4,195	4,510	4,825	4,992	5,307	—	—	—	—	—	—	—
3,35	2,543	—	2,841	—	3,135	—	3,537	—	3,973	—	4,475	—	5,145	—	5,667	—	—	—	—	—	—	—
3,55	2,703	2,862	3,021	3,179	3,335	3,548	3,761	3,974	4,223	4,471	4,755	5,110	5,465	5,672	6,027	—	—	—	—	—	—	—
3,75	2,863	—	3,201	—	3,535	—	3,985	—	4,473	—	5,035	—	5,785	—	6,387	—	—	—	—	—	—	—
4,00	3,063	3,245	3,426	3,606	3,785	4,025	4,265	4,505	4,785	5,065	5,385	5,785	6,185	6,437	6,837	—	—	—	—	—	—	—
4,25	3,263	—	3,651	—	4,035	—	4,545	—	5,098	—	5,735	—	6,585	—	7,287	—	—	—	—	—	—	—
4,40	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	7,75	—	—	—	—	—	—
4,50	3,463	3,670	3,876	4,081	4,285	4,555	4,825	5,095	5,410	5,725	6,085	6,535	6,985	7,287	7,737	—	—	—	—	—	—	—
4,75	3,663	—	4,101	—	4,535	—	5,105	—	5,723	—	6,435	—	7,385	—	8,184	—	—	—	—	—	—	—
5,00	3,863	4,095	4,326	4,556	4,785	5,085	5,385	5,685	6,035	6,385	6,785	7,285	7,785	8,137	8,637	—	—	—	—	—	—	—
5,30	4,103	—	4,596	—	5,085	—	5,721	—	6,410	—	7,205	—	8,265	—	9,177	—	—	—	—	—	—	—
5,60	4,343	4,605	4,866	5,126	5,385	5,721	6,057	6,393	6,785	7,177	7,625	8,185	8,745	9,157	9,717	—	—	—	—	—	—	—
6,00	4,663	—	5,226	—	5,785	—	6,505	—	7,285	—	8,185	—	9,385	—	10,44	—	—	—	—	—	—	—

Номинальный размер проволоки по стороне *a*, мм

Номинальный размер проволоки мм по стороне <i>b</i>	Номинальный размер проволоки по стороне <i>a</i> , мм											
	2,24	2,36	2,50	2,65	2,80	3,00	3,15	3,35	3,55	3,75	4,00	4,25
6,30	13,75	14,32	15,20	16,15	17,09	18,35	19,30	20,56	21,82	22,77	24,34	25,92
6,70	14,65	—	16,20	—	18,21	—	20,56	—	23,24	—	25,94	—
6,90	15,54	16,21	17,20	18,27	19,33	20,75	21,82	23,24	24,66	25,77	27,54	29,32
7,10	16,44	—	18,20	—	20,45	—	23,08	—	26,08	—	29,14	—
7,50	17,56	18,33	19,45	20,65	21,85	23,45	24,65	26,25	27,85	29,14	31,14	33,14
8,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
8,50	18,68	—	20,70	—	23,25	—	26,23	—	29,63	—	33,14	—
9,00	19,80	20,69	21,95	23,30	24,65	26,45	27,80	29,60	31,40	32,89	35,14	37,39
9,50	20,92	—	23,20	—	26,05	—	29,38	—	33,18	—	37,14	—
10,00	22,04	23,05	24,45	25,95	27,45	29,45	30,95	32,95	34,95	36,64	39,14	41,64
10,50	23,38	—	25,95	—	29,13	—	32,84	—	37,08	—	41,54	—
11,20	24,73	25,88	27,45	29,13	30,81	33,05	34,73	36,97	39,21	41,14	43,94	46,74
11,80	26,07	—	28,95	—	32,49	—	36,62	—	41,34	—	46,34	—
12,50	27,64	28,95	30,70	32,58	34,45	36,95	38,83	41,33	43,83	46,02	49,14	52,27
13,20	29,21	—	32,45	—	36,41	—	41,03	—	46,31	—	51,94	—
14,00	31,00	32,49	34,45	36,55	38,65	41,45	43,55	46,35	49,15	51,64	55,14	58,64
15,00	33,24	—	36,95	—	41,45	—	46,70	—	52,70	—	59,14	—
16,00	35,48	37,21	39,45	41,85	44,25	47,45	49,85	53,05	56,25	59,14	63,14	67,14
20,00	—	—	49,52	—	—	59,52	—	—	—	—	79,52	—
22,00	—	—	—	—	—	74,52	—	—	—	—	99,52	—
25,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
26,30	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	111,94	—
28,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	119,52	—
30,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Расчетное сечение проволоки, мм²

6,30	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6,70	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6,90	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7,10	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7,50	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
8,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
8,50	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
9,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
9,50	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
10,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
10,50	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
11,20	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
11,80	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
12,50	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
13,20	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
14,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
15,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
16,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
20,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
22,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
25,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
26,30	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
28,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
30,00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Номинальный размер проволоки мм по стороне <i>b</i>	Номинальный размер проволоки по стороне <i>a</i> , мм							
	2,24	2,36	2,50	2,65	2,80	3,00	3,15	3,15
	Расчетное сечение проволоки, мм ²							
3,15	6,693	—	—	—	—	—	—	—
3,35	7,141	—	—	—	—	—	—	—
3,55	7,589	7,829	8,326	—	—	—	—	—
3,75	8,037	—	8,826	—	—	—	—	—
4,00	8,597	8,891	9,451	10,05	10,65	—	—	—
4,25	9,157	—	10,08	—	11,35	—	—	—
4,40	—	—	—	—	—	—	—	—
4,50	9,717	10,07	10,70	11,38	12,05	12,95	13,63	—
4,75	10,28	—	11,33	—	12,75	—	14,41	—
5,00	10,84	11,25	11,95	12,70	13,45	14,45	15,20	16,20
5,30	11,51	—	12,70	—	14,29	—	16,15	—
5,60	12,18	12,67	13,45	14,29	15,13	16,25	17,09	18,21
6,00	13,08	—	14,45	—	16,25	—	18,35	—

КРИВЫЕ НАМАГНИЧИВАНИЯ СТАЛЕЙ

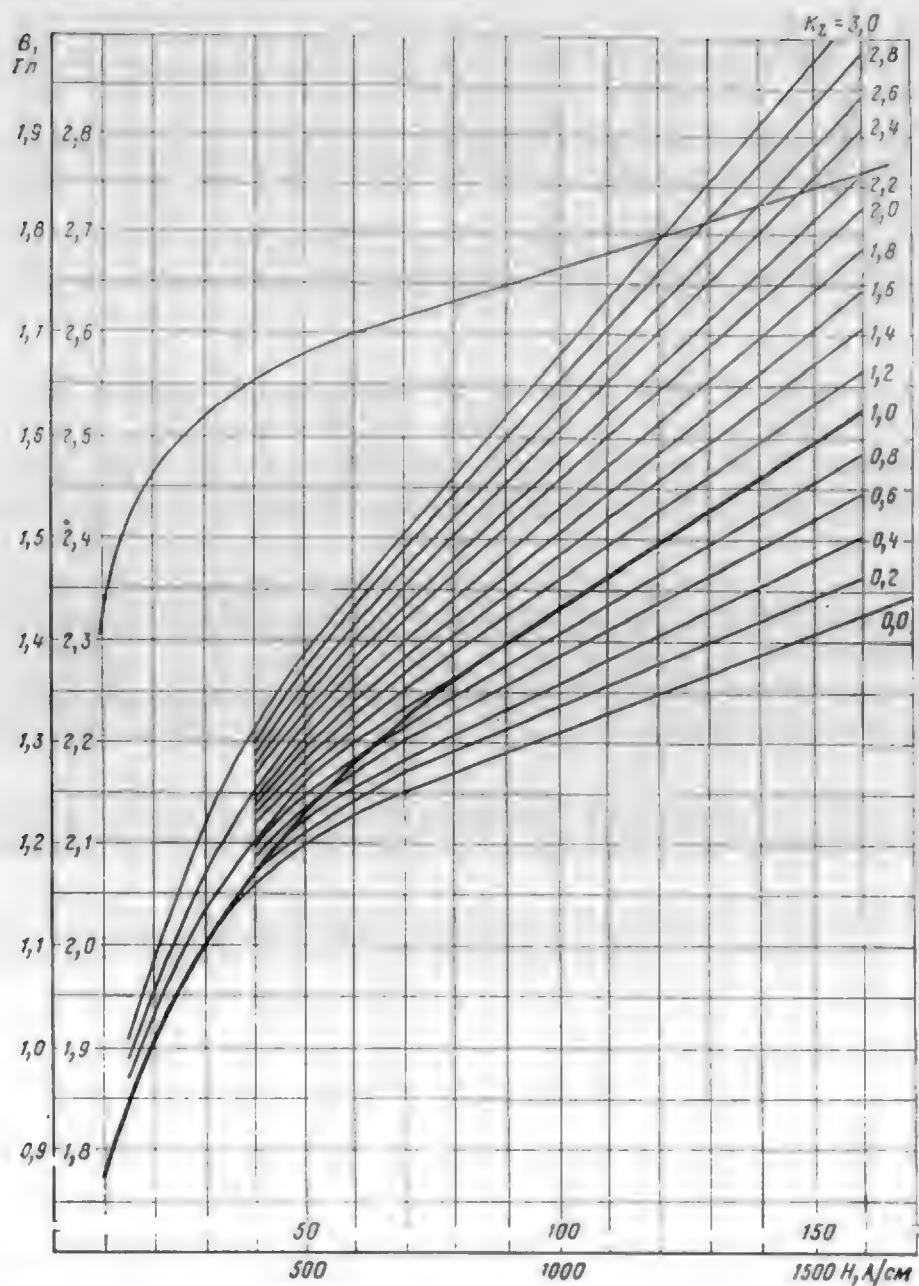


Рис. 1. Кривые намагничивания электротехнической стали 2212 для зубцов электродвигателя постоянного тока

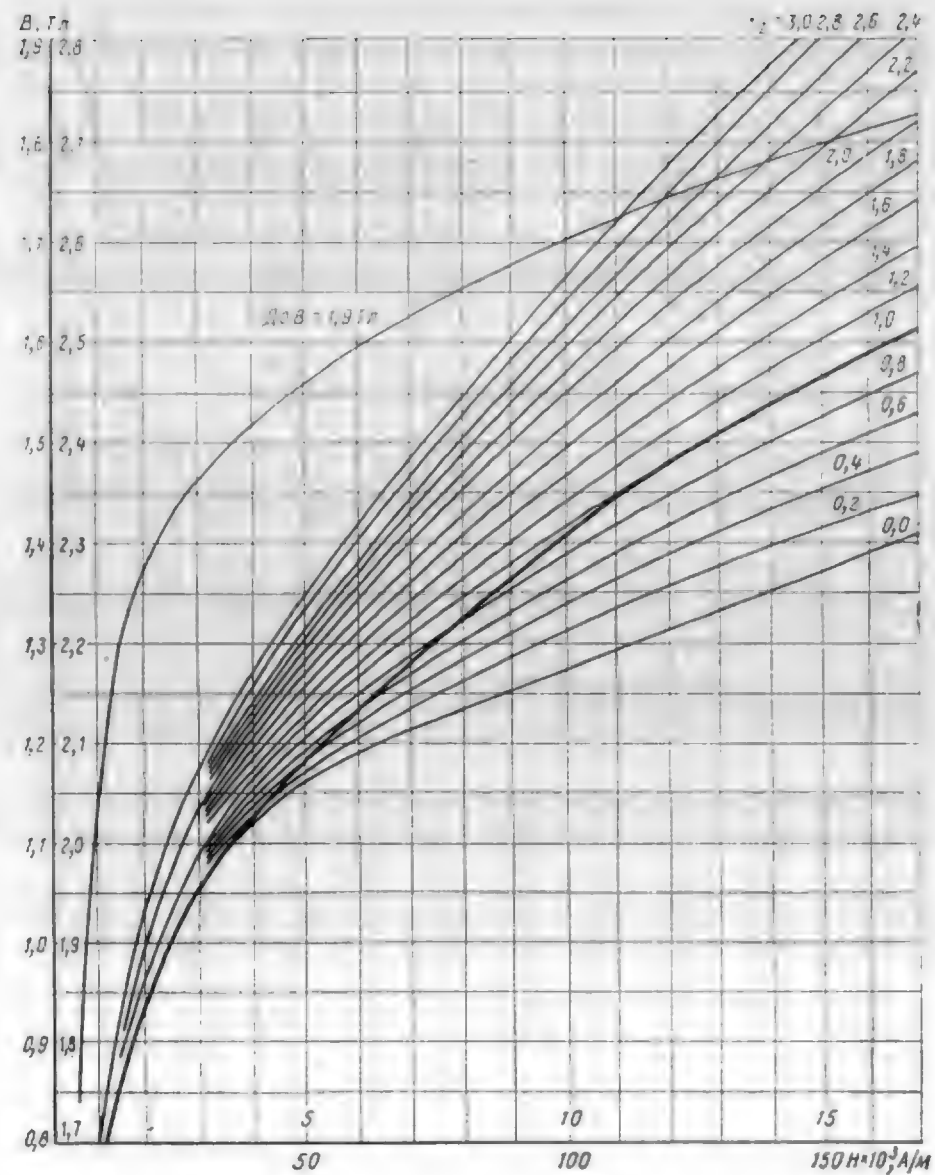


Рис. 2. Кривые намагничивания электротехнической стали 1312 для зубцов электродвигателя постоянного тока

ХАРАКТЕРИСТИКА НАМАГНИЧИВАНИЯ В(Н) СТАЛЕЙ

Таблица 1. Значения напряженности, Н, А/см, для электротехнической стали 1312

В, Тл	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,6	3	3	3	3	3	3,1	3,2	3,2	3,3	3,3
0,7	3,4	3,4	3,5	3,5	3,6	3,7	3,7	3,8	3,8	3,9
0,8	4	4	4,1	4,1	4,2	4,2	4,3	4,4	4,5	4,6
0,9	4,8	4,8	4,9	5,0	5,1	5,2	5,3	5,4	5,5	5,6
1,0	5,7	5,8	5,9	6,0	6,2	6,3	6,5	6,7	6,9	7,1
1,1	7,2	7,4	7,5	7,6	7,7	8,0	8,2	8,5	8,7	8,9
1,2	9,3	9,6	9,9	10,1	10,5	11	11,3	11,6	11,9	12,3
1,3	12,8	13,3	13,8	14,2	14,6	15	15,7	16,3	17	17,6
1,4	18,2	19	19,8	20,6	21,2	22	23,5	25	26,5	28
1,5	29	30	31	32,5	33,5	35	37	39	41	43
1,6	47	50	53	56	60	63	67	71	75	79
1,7	83	88	93	98	104	110	116	122	128	135
1,8	142	149	156	163	171	179	187	196	205	214
1,9	224	235	246	257	269	281	294	308	322	336
2,0	350	364	378	393	408	423	439	457	476	495
2,1	515	535	556	577	598	620	643	666	689	712
2,2	735	759	783	807	831	855	880	905	930	955
2,3	980	1006	1032	1058	1085	1110	1135	1165	1195	1230
2,4	1270	1305	1340	1375	1415	1455	1495	1535	1570	1610
2,5	1650	1696	1730	1775	1820	1870	1920	1975	2030	2090

Таблица 2. Значения напряженности Н, А/см, для электротехнических сталей 2212, 2213 и 2214

В, Тл	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,6	3,9	3,9	4,0	4,0	4,1	4,2	4,2	4,3	4,4	4,4
0,7	4,5	4,6	4,6	4,7	4,8	4,8	4,9	4,9	5	5,1
0,8	5,1	5,2	5,3	5,3	5,4	5,5	5,5	5,6	5,6	5,7
0,9	5,8	5,8	5,9	6,0	6,0	6,1	6,2	6,2	6,3	6,4
1,0	6,4	6,5	6,5	6,6	6,7	6,7	6,8	6,9	6,9	7,0
1,1	7,1	7,1	7,2	7,3	7,3	7,4	7,4	7,5	7,6	7,6
1,2	7,7	7,8	7,8	7,9	8,0	8,0	8,1	8,2	8,2	8,3
1,3	8,3	8,4	8,5	8,5	8,6	8,7	8,7	8,8	8,9	8,9
1,4	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12	12,5	13	13,5
1,5	14	14,8	15,6	16,4	17,2	18	19,4	20,8	22,2	23,6
1,6	25	27,2	29,4	31,6	33,8	36	41	46	51	55,5
1,7	58	63	68,3	74,5	80,7	87,1	93,5	100	106	113
1,8	120	128	136	144	152	160	168	176	184	192
1,9	200	210	220	230	240	250	260	270	280	290
2,0	300	314	328	343	358	373	389	407	427	445
2,1	464	483	503	524	543	564	586	608	630	652
2,2	674	697	720	743	766	789	813	837	861	885
2,3	909	934	950	984	1010	1034	1058	1087	1116	1150
2,4	1189	1223	1257	1291	1330	1369	1408	1447	1481	1520
2,5	1560	1609	1640	1685	1730	1780	1830	1885	1940	2000

Таблица 3. Значения напряженности Н, А/см, для листовой стали толщиной 1—1,5 мм

В, Тл	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,6	3	3	3	3,1	3,1	3,2	3,2	3,3	3,4	3,4
0,7	3,5	3,5	3,5	3,7	3,7	3,8	3,8	3,9	4,0	4,0
0,8	4,1	4,1	4,2	4,2	4,3	4,4	4,5	4,6	4,7	4,8
0,9	4,8	4,9	4,95	5,05	5,1	5,2	5,3	5,4	5,5	5,6
1,0	5,7	5,82	5,95	6,07	6,15	6,3	6,42	6,55	6,65	6,8
1,1	6,9	7,03	7,20	7,31	7,48	7,6	7,75	7,9	8,08	8,25
1,2	8,45	8,6	8,8	9,0	9,2	9,4	9,6	9,92	10,15	10,45
1,3	10,8	11,12	11,45	11,75	12,2	12,6	13	13,5	13,98	14,5
1,4	14,9	15,3	15,95	16,45	17	17,5	18,35	19,2	20,1	21,4
1,5	22,7	24,3	25,6	27,1	28,8	30,5	32	34	36,5	37,5
1,6	40	42,5	45	47,5	50	52,5	55,8	59,5	62,3	66
1,7	70,5	75,3	79,5	84	88,5	93,2	98	103	108	114
1,8	119	124	130	135	141	148	156	162	170	178
1,9	188	197	207	215	226	235	245	256	265	275
2,0	290	302	315	328	342	361	380	400	420	445
2,1	470	495	520	550	580	610	640	665	695	730
2,2	775	810	850	885	920	960	1000	1045	1085	1130

Таблица 4. Значения напряженности Н, А/см, для стального литья

В, Тл	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,4	1,6	1,7	1,7	1,7	1,7	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8
0,5	1,9	1,9	1,9	2,0	2,0	2,0	2,0	2,1	2,1	2,1
0,6	2,2	2,2	2,2	2,3	2,3	2,4	2,4	2,5	2,5	2,6
0,7	2,6	2,7	2,7	2,8	2,8	2,9	2,9	3,0	3,0	3,1
0,8	3,2	3,2	3,3	3,4	3,5	3,6	3,7	3,8	3,9	4,0
0,9	4,1	4,2	4,4	4,5	4,6	4,8	5,0	5,1	5,3	5,5
1,0	5,6	5,8	6,0	6,2	6,4	6,6	6,8	7,0	7,2	7,4
1,1	7,6	7,9	8,2	8,4	8,7	9,0	9,3	9,6	9,9	10,2
1,2	10,5	10,8	11,1	11,5	11,8	12,2	12,6	13,0	13,4	13,8
1,3	14,2	14,7	15,2	15,8	16,4	17,0	17,6	18,2	18,8	19,4
1,4	20,1	20,9	21,7	22,5	23,4	24,3	25,3	26,5	27,7	29
1,5	30,5	31,8	33,4	35,2	37,1	39,0	41	43,5	46	48,5
1,6	51	53,5	56	59	63	65	68	71	74	78
1,7	81	84	88	91	95	99	102	106	110	114
1,8	118	122	126	130	134	139	143	148	152	157
1,9	162	169	177	184	193	200	209	218	227	236
2,0	245	257	269	281	293	307	320	335	352	370
2,1	387	402	425	450	485	515	560	605	655	705

ПРИЛОЖЕНИЕ 11

Удельные потери в стали толщиной 0,5 мм при частоте 50 Гц, Вт/кг

Марка стали	1312	2212	2213	2214
$P_{1/50}$	2,2	2,2	2,0	1,76
$P_{1,5/50}$	5,3	5,0	4,5	4,0

```

C   TECT K RSG
C   -----
      REAL X(2), XR(2), MK (2), A(2), B(2)
      COMMON K
      EXTERNAL FUNK
      K=-1
      X(1)=1.
      X(2)=0.5
      MK(2)=.1
      MK(1)=.1
      A(1)=.0
      A(2)= -1.
      B(1)=1.
      B(2)=1.
      KSI=459412989
      P1=0.8
      P2=0.4
      E=0.001
      N=2
      M=100
      CALL FUNK (X, F, I)
      PRINT 1, F, X, I
1  FORMAT (3X, 17ННАЧАЛЬНЫЙ ВАРИАНТ/
  * 3X, 3E14.4, I5)
      CALL RSG (N, M, P1, P2, E,
  * KSI, F, X, XR, MK, A, B, FUNK)
3  FORMAT (2F10.3)
      PRINT 2, K, F, XR
2  FORMAT (/3X, 19НПРОВЕРЕНО ВАРИАНТОВ
  * /3X, I5, /3X, 17ННАИЛУЧШИЙ ВАРИАНТ/
  * 3X, 3E14.4)
      STOP
      END

      SUBROUTINE FUNK (X, F, I)
      DIMENSION X(2)
      COMMON K
      K=K+1
      I=0
      IF ((X(1) -1.0)**2+X(2)**2 -1.0)1, 1, 2
1  F=X(1)**2+X(2)**2
      I=1
2  RETURN
      END

```

```

      SUBROUTINE RSG (N, M, P1, P2, E,
  * KSI, FR, X, XR, MK, A, B, FUNK)
      REAL X (N), XR(N),
  * MK (N), A(N), B(N)
13  FORMAT (2F5.1)
      DO 11 I = 1, N
6  XR(I) = X(I)
      PM = 1.0
      J = 1
14  CONTINUE
      DO 61 I = 1, N
        Z = -6.0
        DO 2K = 1, 12
          CALL RANDU (KSI, IY, Y)
20  FORMAT (F10.4)
          KSI = IY
6  Z = Z + Y
          X(I) = Z*PM*MK(I) + XR(I)
          IF(X(I) - A(I)) 3, 4, 4
3  X(I) = A(I)
4  IF (X(I) - B(I)) 6, 6, 5
5  X(I) = B(I)
6  CONTINUE
          CALL FUNK (X, F, L)
          IF (L) 7, 10, 7
7  IF (FR - F) 10, 8, 8
8  FR = F
          DO 9I = 1, N
9  XR(I) = X(I)
          PM = PM*P1
          GO TO 11
10  PM = PM/P2
          IF(PM - E) 12, 11, 11
11  J = J + 1
          IF (J. GT. M) GO TO 15
          GO TO 14
15  CONTINUE
12  CONTINUE
          RETURN
      END

```

```

C   ПОВЕРОЧНЫЙ РАСЧЕТ ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ
      IMPLICIT REAL (M, K, I, N, L, J)
      INTEGER J1, J2, J3, J4, J5, J6
      DIMENSION D(58), B(74), C(64), E(33)
      * F(18), H(29)
      DIMENSION M1(16), A4(16), J(16)
58  READ (1, 47, END = 1111)
      READ (1, 46) P1, PP, KPD1, KPDP, KPD3, U, Z1, Z2, MS, K3P, VEP, VE1, VEM,
      * DVK, DA, P, ZA, UK, YK, GA, BM, HM, NY, NX, A, EP, UY, BP, HP, KA, LAS,
      * LL, LR, DX, C1, R1, DPR, DG, T1P, T2P, T3, MO, H1, R2, HL, G, LA, AD, WS,
      * HKL, MKV, DKV
      READ (1, 46) NKV, DI, AKO, NZKO, NZKO1, ZKO, HLKO, BPKO, DKO, HPKO,
      * DEL, LM, QKO, BMKO, HMKO, BT, WW, KF, TKO, BKO, KSM, GRKO, KPMY, GM,
      * BMS, HI, LI, KZM, BNO, BN3, BBO, BB3, HN, HB, BET, BETM, QV, HMB, BMB,
      * DLV, SG, LK, DK, ENR, FTR, PS, BMK, BS, DD, BD, LMP, LPO, BMD, LMD, KSD,
      * QD, BKD, DSA, RA, KRA, KHH, Q, BIZ, DELA, KOT, QVV, DSM, KRM, BIZKO,
      * DELKO, DELK1, RM, BIZB, BBHB, DELB, PB, PB1, KPB, WD, BIZD, BBHD,
      * DELD, PD, PD1, VVMAS
      WRITE (3, 40)
40  FORMAT (///27X, 'ПОВЕРОЧНЫЙ РАСЧЕТ', /27X, 'ТЯГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ')
      WRITE (3, 47)
      WRITE (3, 48)
      IF (VVMAS) 49, 50, 49
50  CONTINUE
      DATA A4/6.43, -2168.35, 3917.84, -1602.87, -524.242, 332.128,
      * 304.422, 0.0450668, 254.437, -580.219, 226.25, 4268.66, -1373.25,
      * -3515.12, 2220.04, -307.792/, M1/7.04, -4629., 11944.6, -11206.1,
      * 4475.69, -623.578, -8100.06, 12435.6, -5208.09, -253.466, 398.883,
      * -10522., 19622., -12426., 2654.62, 0.0/,
      * J/7., 3805.01, -11737.59, 13616.25, -7041.667, 1375., 124555.1,
      * -285521.9, 245016.7, -93333.31, 133333.33, 7007165.064,
      * -13777372.79, 10157971.724, -3328689.492, 409090.909/
      GOTO 51
49  READ (1, 46) (A4(J1), J1 = 1, 16)
      READ (1, 46) (J(J1), J1 = 1, 16)
      READ (1, 46) (M1(J1), J1 = 1, 16)
51  CONTINUE
C   ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ДВИГАТЕЛЯ И ЭЛЕКТРОВОЗА
      CT = MS*1.E-3/2.*(Z1 + Z2) + MS*K3P*1.E-3
      I3P = Z2/Z1
      NM = VEM*I3P*5.3/DVK
      FMA = P*NM/60.
C   ЧАСОВОЙ РЕЖИМ
      IA1 = P1*1.E3/(U*KPD1)
      CALL OKRUGL (IA1)
      EN1 = 5.3*I3P*VE1/DVK
      CALL OKRUGL (EN1)

```

```

MH = AINT (974.*P1/EN1*9.80665)
F1 = P*EN1/60.
VA1 = 3.1415*DA*EN1/60.
WRITE (3, 14)
WRITE (3, 8) P1, PP, KPD1, KPDP, KPD3, U, Z1, Z2, MS, K3P, VEP, VE1, VEM,
* DVK, DA, P, ZA, UK, YK, GA, BM, HM, NY, NX, A, EP, UY, BP, HP, KA, LAS,
* LL, LR, DX, C1, R1, DPR, DG, T1P, T2P, T3, MO, H1, R2, HL, G, LA, AD, WS,
* HKL, MKV, DKV, NKV, DI, AKO, NZKO, NZKO1, ZKO, HLKO, BPKO, DKO,
* HPKO, DEL, LM, QKO, BMKO, HMKO, BT, WW, KF, TKO, BKO, KSM, GRKO,
* KPMY, GM, BMS, HI, LI, KZM, BNO, BN3, BBO, BB3, HN, HB, BET, BETM, QV,
* HMB, BMB, DIV, SG, LK, DK, ENR, FTR, PS, BMK, BS, DD, BD, LMP, LPO,
* BMD, LMD, KSD, QD, BKD, DSA, RA, KRA, KHH, Q, BIZ, DELA, KOT, QVV,
* DSM, KRM, BIZKO, DELKO, DELK1, RM, BIZB, BBHB, DELB, PB, PB1, KPB,
* WD, BIZD, BBHD, DELD, PD, PD1, VVMAS
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (A4(J1), J1 = 1, 16)
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (J(J1), J1 = 1, 16)
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (M1(J1), J1 = 1, 16)
14  FORMAT (///20X, 'ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ')
      KPDO1 = KPD1*KPD3
      FT1 = 367.*P1*KPD3/VE1*9.80665
C   ПРОДОЛЖИТЕЛЬНЫЙ РЕЖИМ
      IAP = PP*1.E3/(U*KPDP)
      CALL OKRUGL (IAP)
      ENP = 5.3*I3P*VEP/DVK
      CALL OKRUGL (ENP)
      MP = AINT (974.*PP/ENP*9.80665)
      FP = P*ENP/60.
      VAP = 3.1415*DA*ENP/60.
      KPDOP = KPDP*KPD3
      FTP = 367.*PP*KPD3/VEP*9.80665
      WRITE (3, 1)
      WRITE (3, 3) CT, I3P, NM, FMA
      WRITE (3, 2)
      WRITE (3, 4) IA1, EN1, MH, F1
      WRITE (3, 5) VA1, KPDO1, FT1
1  FORMAT (///20X, 'ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ДВИГАТЕЛЯ И',
* ' ЭЛЕКТРОВОЗА' / 20X, '-----';
* '-----')
2  FORMAT (///20X, 'ЧАСОВОЙ РЕЖИМ')
      WRITE (3, 60)
      WRITE (3, 4) IAP, ENP, MP, FP
      WRITE (3, 5) VAP, KPDOP, FTP
3  FORMAT (//10X, 4F18.6)
4  FORMAT (//5X, 4F12.4)
5  FORMAT (//5X, 3F15.4)

```



```

60 FORMAT (///20X, 'ПРОДОЛЖИТЕЛЬНЫЙ РЕЖИМ')
46 FORMAT (4F17.6)
47 FORMAT (///20X, '
48 FORMAT (20X, '-----')
C  РАСЧЕТ АКТИВНОГО СЛОЯ ЯКОРЯ И КОМ-
C  * ПЕНСАЦИОННОЙ ОБМОТКИ В ЧАСОВОМ РЕЖИМЕ
DO 57 J6 = 1,74
57 B(J6) = 0.0
   B(1) = 3.1415*DA/(2.*P)
   B(2) = UK*ZA
   B(3) = 2.*P*U/B(2)
   B(4) = IA1/(2.*A)
   B(5) = B(4)/GA
   B(6) = 2.*UK*ZA
   B(7) = B(6)*B(4)/(3.1415*DA)
   B(8) = B(7)*B(5)
   B(9) = B(7)*B(1)/2.
   B(10) = B(6)/(8.*A*P)
   B(11) = ZA/(2.*P) - EP
   B(12) = B(11)*UK
   B(13) = ABS(B(12) - YK)
   B(14) = EP*UK
   B(15) = B(2)/P
   B(16) = 0.15*UK/UY*GA
   B(17) = 3.1415*DA/ZA
   B(18) = B(17) - BP
   B(19) = (3.1415*(DA - 2.*HP))/ZA
   B(20) = B(19) - BP
   B(21) = (3.1415*(DA - 4./3.*HP))/ZA
   B(22) = B(21) - BP
   B(23) = B(21)/(KA*B(22)) - 1.
   IF (LAS.NE.0) GOTO 7
   B(24) = BP - C1
   B(25) = R1 + (UK/NX*NY - 1.)*(HM + DPR) + HM
   B(26) = 2.*(B(25) + DG)
   B(27) = DA - 2.*HP
   B(28) = B(27) + 2.*DX + 2.*T1P
   B(29) = B(27) + 2.*T1P + H1
   B(30) = B(29) + 2.*(H1 + T2P)
   B(31) = B(28) + 2.*(H1 + T2P)
   B(32) = B(30) + H1 - 2.*B(26) + 2.*DG
   B(33) = 0.5*((B(28) + H1) - 2.*DX + B(32) + (B(25) - R1))
   B(34) = ARSIN((B(24)*ZA)/(3.1415*B(31)))
   B(35) = COS (B(34))
   B(36) = ARSIN (B(24)*ZA/(3.1415*B(32)))
   B(37) = COS (B(36))
   B(38) = MO*(B(35) - B(37))/(B(35) + B(37))
   B(39) = MO + B(38)

```

```

B(40) = MO - B(38)
B(41) = B(39)*3.1415*B(11)/ZA*B(30)
B(42) = B(40)*3.1415*B(11)/ZA*B(33)
B(43) = B(39)*B(24)*B(11)/B(35)
B(44) = SQRT (B(41)**2. + B(43)**2.)
B(45) = SQRT (B(42)**2. + B(43)**2.)
B(46) = (R2 + (B(24) - 2.*DX)/2.)*
* TAN((3.1415/2. - B(34))/2.)
B(47) = HL + B(43) + B(46) + (B(25) - .5*R1)
B(48) = B(44) + B(45) + 3.1415*(R1 + B(25)
* )/2. + 2.*(B(46) + HL)
B(49) = B(13)/UK
B(50) = ARSIN (B(24)*ZA/(3.1415*B(28)))
B(51) = COS (B(50))
B(52) = MO*B(24)*B(49)/B(51)
B(53) = HL + B(52) + G
B(54) = MO*3.1415*B(49)*B(30)/ZA
B(55) = MO*3.1415*B(49)*B(29)/ZA
B(56) = B(47) + B(53)
B(57) = SQRT (B(54)**2. + B(52)**2.)
B(58) = SQRT (B(55)**2. + B(52)**2.)
B(59) = B(57) + B(58) + 2.*(G + HL)
B(60) = B(48) + B(59)
B(61) = LA + .5*B(60)
LAS = B(61)
LR = B(60)
LL = B(56)
7 B(62) = LAS*B(6)/(57.*GA*(2.*A)**2.)
B(56) = LL
B(60) = LR
B(61) = LAS
B(63) = 8.9*LAS*B(6)*GA*1.E - 3
C  КОМПЕНСАЦИОННАЯ ОБМОТКА
B(64) = NZKO*IA1/(2.*B(9)*AD*AKO)
B(65) = NZKO1*IA1
B(66) = 1.1*ZA/(2.*P)*AD
B(67) = 0.9*ZA/(2.*P)*AD
B(68) = IA1/AKO*NZKO/2.
B(69) = IA1/(AKO*QKO)
B(70) = 2*(HLKO + BPKO*ZKO/2.+
* DKO*(ZKO/2. - 1.))
B(71) = 3.1415*(DA + 2.*DEL + HPKO)/
* (2.*P)*(1. - AD/2.) + 2*HLKO + BPKO*
* ZKO/2. + DKO*(ZKO/2. - 1.)
B(72) = 2.*(B(71) + LM)
B(73) = P*NZKO*B(72)/(57.*AKO**2.*QKO)
B(74) = 8.9*B(72)*P*NZKO*QKO*1.E - 3
WRITE (3, 12)

```

```

WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (B(J1), J1 = 1, 24)
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (B(J1), J1 = 25, 48)
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (B(J1), J1 = 49, 74)
WRITE (3, 10) B(61), B(72)
8 FORMAT (/5X, 4F18.6)
9 FORMAT (///1X)
10 FORMAT (///15X, 'СРЕДНЯЯ ДЛИНА ПРОВОДНИКА ЯКОРЯ', F18.6/15X,
* 'ПРОВОДНИКА КОМПЕНСАЦИОННОЙ ОБМОТКИ', F18.6)
C РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ
WRITE (3, 11)
12 FORMAT (///10X, 'РАСЧЕТ АКТИВНОГО СЛОЯ ЯКОРЯ И',
* 1X, 'КОМПЕНСАЦИОННОЙ ОБМОТКИ В ЧАСОВОМ РЕЖИМЕ'/10X,
* 1X, '-----')
* 1X, '-----')
11 FORMAT (///15X, 'МАГНИТНЫЙ РАСЧЕТ'/15X, '-----')
C(1) = KF*U*A*60./(EN1*B(6)*P)
C(2) = 3.1415*(DA - 2.*HKL - 4./3.*(HP - HKL))/ZA - BP
C(59) = C(2) + BP
C(60) = C(59)/(KA*C(2)) - 1.
C(3) = C(2)*ZA*AD*LA*KA/(2.*P)
C(4) = C(1)/C(3)
CALL NAPR (A4, C(4), C(5), C(60),
* KZM, BBO, BNO, BB3, BN3, HB, HN)
C(6) = C(5)*(HP - HKL)
C(7) = B(18) - 0.77*HKL
C(61) = 3.1415*(DA - 3./4.*HKL)/ZA
C(62) = C(61)/(KA*C(7)) - 1.
C(8) = (C(7)*ZA*AD*LA*KA)/(2.*P)
C(9) = C(1)/C(8)
CALL NAPR (A4, C(9), C(10), C(62)
* , KZM, BBO, BNO, BB3, BN3, HB, HN)
C(11) = C(10)*HKL
C(12) = KA*LA*(DA - DI - 2.*HP - 4./
* 3.*NKV*DKV)/2.0
C(13) = C(1)/(2.*C(12))
CALL NAP (C(13), A4, C(14))
C(15) = (DA - 2.*HP - DI)/4. + 3.1415
* (DA - 2.*HP + DI)*(1. - AD/2.)/(8.*P)
C(16) = C(14)*C(15)
C(17) = 1.0 + BKO/(TKO - BKO + 5.*DEL*TKO/BKO)
C(18) = 2.*3.1415*((1 - AD)/(4.*P)
* + DEL/(3.1415*DA))
C(19) = (AD*(1 - (4.*P*DEL)/(3.14
* 15*DA)))*3.1415*(DA + 2.*DEL + 2./
* 3.*HPKO*COS(3.1415/(2.*P)))/(2.*P) -

```

```

* BPKO*ZKO/COS(3.1415/(2.*P)) +
* 4./3.*HPKO*SIN((C(18) + BT)/2.)
* - ((1./COS(3.1415/(3.*P)) - 1.)*(TKO - BPKO)*(ZKO - 2.))
* )*LM*KSM
C(20) = GRKO*C(1)/C(19)
CALL NAP (C(20), M1, C(21))
C(22) = C(21)*HPKO
C(23) = BMS*LM*KSM*KPMY
C(24) = GM*C(1)/C(23)
CALL NAP (C(24), M1, C(25))
C(26) = (DIV - DA - 2*DEL)/2. - HPKO*
* COS(3.1415/(2.*P))
C(27) = C(25)*C(26)
C(28) = 2*HI*(LM + BMS)
C(29) = GM*C(1)/C(28)
CALL NAP (C(29), J, C(30))
C(31) = BMS/2.0
C(32) = C(30)*C(31)
C(33) = LI*HI
C(34) = (GM*C(1))/(2.*C(33))
CALL NAP (C(34), J, C(35))
C(36) = 3.1415*(DIV + HI)/(4.*P) - BMS/2.0
C(37) = C(35) * C(36)
C(38) = AD*B(1)*(LA + LM)/2.0
C(39) = C(1)/C(38)
C(40) = (B(17) + 5.*DEL*(1. + B(18)
* /BP))/(B(18) + 5.*DEL*(1. + B(18)/BP))
C(41) = C(40)*C(17)
C(42) = 1.246124 - 126.019*DEL +
* 32216*DEL**2. - 4010700*DEL**3.
* + 196000000*DEL**4.0
C(43) = .8*C(39)*DEL*C(41)*C(42)*10**6.0
C(44) = C(6) + C(11) + C(16) + C(22) +
* C(27) + C(32) + C(37) + C(43)
C(45) = 0.05*B(7)*B(1)/2.0
C(46) = C(44) + C(45)
C(47) = C(46)/(BET*IA1)
C(48) = WW - C(47)
C(49) = C(48)*IA1*BET
C(50) = WW*IA1*BET
C(51) = C(50)/C(43)
C(52) = 1.0 + (AD*B(9) - B(68))/
* (C(6) + C(11) + C(16) + C(43) + C(22))
C(53) = 1. + (AD*B(9) - B(68))/(C(6)
* + C(11) + C(16) + C(43) + C(22))*(BET/BETM)
C(54) = BET/(C(51)*VEM/VE1*BETM)
C(55) = IA1*BET/QV
C(56) = 2.*((LM + .02) + (BMS + .01)) + 3.1415*BMB

```

```

C(57) = (2.*P*WW*C(56))/(57.0*QV*KPB)
C(58) = 8.9*C(56)*WW*QV*1.E - 3*2.*P
C(63) = (3.1415/4)*((AD*(DIV - (PB - 2*BMB))**2 - (DA + 2*DEL)**2)/
* (2*P)) - ZKO*BPKO*HPKO + ((PB - 2*BMB)/2)*BMS)*LM*KSM*7.85*
* *10**3*2*P*KPMY
C(64) = (DIV + HI)*3.1415*HI*7.85*10**3*LI
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (C(J1), J1 = 1, 24)
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (C(J1), J1 = 25, 48)
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (C(J1), J1 = 49, 64)
WRITE (3, 13) C(47)
13 FORMAT (/20X, 'РАСЧЕТНОЕ ЧИСЛО ВИТКОВ ГЛАВНОГО ПОЛЮСА',
* F18.6)
C РАСЧЕТ КОЛЛЕКТОРА, ЩЕТОК И КОММУТАЦИИ
D(1) = 3.1415*DK*EN1/60.
D(2) = 3.1415*DK*NM/60.
D(3) = 3.1415*DK*ENR/60.
D(4) = FTR*PS*D(3)*SG/((3.1415*DK - B(2)*BMK)*LK)
D(5) = 3.1415*DK/B(2)
D(6) = BS/D(5)
D(7) = 3.1415*DA/B(2)
D(8) = (UK - A/P + B(14) + D(6))*D(7)
D(9) = (B(1)*(1 - AD) - D(8))/(2.*B(17))
D(10) = 2.*P*U/(B(2)*D(5)*100.)
D(11) = B(3)/AD*(BETM*WW - AD*B(10) + (
* NZKO1*ZKO)/2.)/(BETM*WW)*(1. + (C(17
* ) - 1.)*COS(B(17)/TKO*3.1415/2.))
D(12) = B(3)/AD*(BETM*WW + AD*B(10) - (
* NZKO1*ZKO)/2.)/(BETM*WW)*(1. + (C(17
* ) - 1.)*COS(B(17)/TKO*3.1415/2.))
D(13) = D(11)/(D(5)*100.)
D(14) = D(12)/(D(5)*100.)
D(15) = 2.*IA1/SG
D(16) = .7E - 4*IA1/DK
C РАСЧЕТ КОММУТАЦИИ
D(17) = HKL + T3 + DX
D(18) = BP + 0.5774*HKL
D(19) = D(17)/D(18)
D(20) = HP - D(17) - T1P - DX
D(21) = D(1)/(2.*D(5)*(UK + D(6) - A/P))
D(22) = BM*NX
D(23) = HM*SQRT(D(22)*D(21)*71.6/(2.*BP))
IF(D(23) - 1.)16, 16, 17
16 D(24) = 1.
GOTO 18
17 D(24) = 1. - 0.225*(D(23) - 1.)

```

```

18 D(25) = D(24)*D(20)/(3.*BP)
D(26) = (B(17) + 5.*DD*(1. + B(18)/BP))
* /(B(18) + 5.*DD*(1. + B(18)/BP))
D(27) = BD + 2.*DD
D(28) = D(27)/(4.*D(26)*DD)
D(29) = .37*0.5*B(60)/LA*ALOG10(1. +
* 3.1415*B(1)/(4.*HP))
D(30) = D(19) + D(25) + D(28) + D(29)
D(31) = BS - BMK
D(32) = D(31)/D(5)
S5 = 0.0
DO 19 J1 = 1, 100
AJ1 = J1
IF((UK - AJ1).LE.0. .OR. (D(32) - AJ1).LE.0.) GOTO20
19 S5 = S5 + (UK - AJ1)*(D(32) - AJ1)
20 D(33) = 1 + 2./((UK*D(32))*S5
S6 = 0.0
S7 = 0.0
DO 21 J2 = 1, 100
AJ2 = J2
IF ((UK - AJ2).LE.0. .OR.(D(32) - ABS(EP*UK - AJ2)).LE.0.)GOTO22
21 S6 = S6 + (UK - AJ2)*(D(32) - ABS(EP*UK - AJ2))
22 DO 23 J3 = 1, 100
AJ3 = J3
IF((UK - AJ3).LE.0. .OR.(D(32) - ABS(EP*UK + AJ3)).LE.0.) GOTO 24
23 S7 = S7 + (UK - AJ3)*(D(32) - ABS(EP*UK + AJ3))
24 IF (D(32) - ABS(EP*UK).LT.0.) GOTO 25
D(34) = 2./((UK*D(32))*(UK*(D(32) - ABS(EP*UK)) + S6 + S7)
GOTO 26
25 D(34) = 2./((UK*D(32))*(S6 + S7)
26 D(35) = 2.*D(33) + D(34)
D(36) = 2./3.*IA1/A*DK/D(31)*EN1/100
* 0.*WS**2.*(D(35)*LA*(D(19) + D(25) +
* D(28)) + 2.*D(32)*0.5*B(60)*D(29))*1.E - 4
D(37) = D(36)*VEM/VE1*C(54)
D(38) = (C(11) + C(6) + C(43))/C(43)
D(39) = B(3)*A/P*0.7*D(38)/(AD*(1. +
* 0.75*B(1)/DEL*(1. - D(8)/(B(1)*(1. -
* AD)))*(1. - AD)))
C ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ
C ДОБАВОЧНОГО ПОЛЮСА
D(40) = D(36)/(2.*LMD*VA1)
D(41) = D(40)*LMD*D(27)
IF(DD - 0.007) 27, 27, 28
27 D(42) = 1.246124 - 126.019*DD + 32216.*
* DD**2. - 4010700.*DD**3. + 196000000.*DD**4.
GOTO 29
28 D(42) = 1.03

```

```

29 D(43) = 1./(4.*3.1415*1.E-7)*D(40)*
* DD*D(26)*D(42)
D(44) = B(9)*(1. - D(8)/(2.*B(1))) - B(68)
D(45) = 8.*3.1415*1.E-7*(LMP*(LMD + BMD
+ LM)/2. + LPO*(LMD + BMD + LI)/2.)
D(46) = (D(43) + D(44))*D(45)
D(47) = D(41) + 0.82*D(46)
D(48) = D(47)/D(41)
D(49) = LMD*BMD*KSD
D(50) = D(47)/D(49)
D(51) = IA1*WD
D(52) = D(51) - D(43) - D(44)
D(53) = D(52)*BMD/(0.0796*D(50)*1.E7*BMD - 2.*D(52))
D(54) = IA1/QD
D(55) = 2.*LMD + 3.1415*(BMD + BKD)
D(56) = 2.*P*WD*D(55)/(57.*QD)
D(57) = 17.8*P*WD*D(55)*QD*1.E-3
D(58) = 0.86*P*(DIV - DA - 2*D(53) - 2*DD)*BMD*LMD*7.85*10**3
WRITE (3, 30)
WRITE (3, 8) S6, S7
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (D(J4), J4 = 1, 24)
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (D(J4), J4 = 25, 48)
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (D(J4), J4 = 49, 57)
PRINT 100, D(2), D(36), D(37), D(39), D(53)
30 FORMAT (///20X, 'РАСЧЕТ КОЛЛЕКТОРА, ЩЕТОК И КОММУТАЦИИ'/
* 20X, '-----')
100 FORMAT(///10X, 'МАКС. ОКРУЖН. СКОРОСТЬ КОЛЛЕКТОРА', F18.6/
* 10X, 'РЕАКТИВНАЯ ЭДС', F18.6/
* 10X, 'МАКС. РЕАКТИВНАЯ ЭДС', F18.6/10X, 'ЭДС ОТ ГЛАВНОГО',
* 'ПОЛЮСА', F18.6/10X, 'ВТОРОЙ ЗАБОР', F18.6)
C ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ ОБМОТКИ ЯКОРЯ
E(1) = B(62)
E(2) = IAP**2.*E(1)
E(3) = HM*SQRT(D(22)*FP*150./BP)
E(4) = 31.*P*(UK + D(6) - A/P)/(B(2)*E(3)**2.)
E(5) = 1.8/(E(4) + 2.)
E(6) = 1. + 425*(2.*UK/NX*NY)**2.*E(3)**2.*E(5)*LA/LAS
E(7) = E(2)*(E(6) - 1.)
BZP = C(4)*EN1/ENP
CALL NAPR (A4, BZP, HZP, C(60), KZM, BBO, BNO, BB3, BN3, HB, HN)
E(8) = 4.*3.1415*1.E-7*HP/BP*HZP
S8 = 0.0
DO 32 J5 = 1, 9, 2
AJ5 = J5

```

```

32 S8 = S8 + (COS(AJ5*2*3.1415*B(17)/B(1))/AJ5)**2
E(9) = 8./(3.1415**2.)*E(8)*SQRT (S8)
E(10) = 3.3*B(6)*LA*NY*FP**2./(2.63
* E - 8)*E(9)**2.*BM*HM**3.
E(11) = E(7) + E(2)
PZ1 = (0.044*FP + 5.6*(FP/100.))**2.*
* (EN1/ENP)**2.
E(12) = PZ1*C(13)**2.
E(13) = PZ1*C(4)**2.
E(14) = PZ1*C(9)**2.
E(15) = KA*LA*3.1415/4.*7.85E3*((DA -
* 2.*HP)**2. - DI**2. - MKV*DKV**2.)
E(16) = KA*ZA*LA*7.85E3*(HP - HKL)*(B(19)*(DA - HKL - HP)/
* (DA - 2.*HP) - BP)
E(17) = KA*ZA*LA*7.85E3*
* HKL*(B(19)*(DA - HKL)/(DA - 2.*HP) - BP)
E(18) = E(16) + E(17)
E(19) = KHH*(E(12)*E(15) + E(13)*E(16)
* +E(14)*E(17))
E(20) = 3.1415*ZKO*2.*P*ENP/(AD*30.)
E(21) = (BKO/DEL)**2./(5. + BKO/DEL)
E(22) = E(21)*DEL*BZP/(2.*B(17))
E(23) = KRA*DSA**2./(24.*RA*1.E-6)*E(20)**
* 2.*E(22)**2.*ZA*AD*HP*B(22)*LA*KA
E(24) = E(19) + E(23)
E(25) = 2.*HP + 1.33*BP
E(26) = (NX - 1.)/4.*BIZ
E(27) = (BP - (BM*NX + (NX - 1)*BIZ))/2.
E(28) = E(26) + E(27)
E(29) = DELA/E(28)
E(30) = SQRT(VAP**2. + 1.5*((8.*Q*1.E-2
* )/(DA**2. - DI**2.))**2.)
E(31) = 30. + 2.4*E(30)
A8 = 1. + E(31)/(E(29)*E(25))*(B(17) +
* MKV*3.1415*DKV/(2.*ZA))
B8 = 1. - E(31)/(E(29)*E(25))*B(17)*B(56)/LA
C8 = E(31)*3.1415*(DA*(LA + B(56)) + MKV*DKV/2.*LA)
E(32) = (KOT*A8*(1.02*(E(2) + E(7)) + E(10)
* ) + E(24)*B8*KOT + QVV*C8)/(C8 - 0.004*
* (E(2) + E(7))*KOT*A8)
E(33) = 1. + 0.004*(E(32) + 5.)
WRITE (3, 33)
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (E(J6), J6 = 1, 24)
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (E(J6), J6 = 25, 33)
WRITE (3, 34) E(32)

```



```

33 FORMAT (///20X, 'ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ ОБМОТКИ ЯКОРЯ'/
* 20X, '-----')
34 FORMAT (///10X, 'ПРЕВЫШЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ОБМОТКИ ЯКОРЯ',
* F18.6, 'ГРАД. ЦЕЛЬСИЯ')
C   ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ КОМПЕНСАЦИОННОЙ
C   ОБМОТКИ
F(1) = B(73)
F(2) = IAP**2.*F(1)
F(3) = 3.1415*ZA*ENP/30.
F(4) = (BP/DEL)**2./(5. + BP/DEL)
F(5) = F(4)*DEL*C(20)/(2.*TKO)*(EN1/ENP)
F(6) = KRM*DSM**2./(24.*RM*1.E - 6)*F(3)**2.
* F(5)**2.*ZKO*2.*P*HPKO*(TKO - BPKO)*LM*KSM
F(7) = 2.*P*ZKO*(2.*HPKO + BPKO)*LM
F(8) = 2.*P*(ZKO*(TKO - BPKO) + 2.*HPKO)*LM
F(9) = 2.*B(71)*(HPKO + BPKO)*P*ZKO
F(10) = NZKO1*BIZKO/4.
F(11) = (BPKO - (BMKO*NZKO1 + (NZKO1 - 1.)*BIZKO))/2.
F(12) = F(10) + F(11)
F(13) = DELKO/F(12)
F(14) = F(11) - DELK1
F(15) = F(10) + F(14)
F(16) = DELKO/F(15)
A9 = 1. + E(31)*F(8)/(F(13)*F(7))
B9 = E(31)*F(16)/(E(31) + F(16))*F(9)*
(1. + E(31)*F(8)/(F(13)*F(7))) + E(31)*F(8)
F(17) = (F(2)*A9*1.02 + F(6) + QVV*B9)/
*(B9 - F(2)*A9*0.004)
F(18) = 1. + 0.004*(F(17) + 5.)
WRITE (3, 35)
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (F(16), J6 = 1, 18)
WRITE (3, 36) F(17)
35 FORMAT (///20X, 'ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ КОМПЕНСАЦИОННОЙ ОБМОТКИ'/
* 20X, '-----')
36 FORMAT (///9X, 'ПРЕВЫШЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ КОМПЕНСАЦИОННОЙ',
* 'ОБМОТКИ', F9.4, 'ГРАД. Ц')
C   ТЕПЛОВЫЕ РАСЧЕТЫ ОБМОТОВ
C   ГЛАВНЫХ И ДОБАВОЧНЫХ ПОЛЮСОВ.
C   ГЛАВНЫЙ ПОЛЮС.
H(1) = 8.*Q*1.E - 2/(DA**2. - DI**2.)
H(2) = 30. + 2.4*H(1)
H(3) = WW/10.*BIZB
H(4) = H(3) + BVNB
H(5) = DELB/H(4)
A10 = IAP**2.*BET**2.*WW*(PB1/PB + H(2)/H(5))
B10 = 57.*QV*H(2)*PB1*KPB
H(6) = (1.02*A10 + B10*QVV)/(B10 - .004*A10)

```

```

H(7) = 1. + 0.004*(H(6) + 5.)
C   ДОБАВОЧНЫЙ ПОЛЮС.
H(8) = WD/10.*BIZD
H(9) = H(8) + BVND
H(10) = DELD/H(9)
A11 = IAP**2.*WD*(PD1/PD + H(2)/H(10))
B11 = 57.*QD*H(2)*PD1
H(11) = (1.02*A11 + B11*QVV)/(B11 - 0.004*A11)
H(12) = 1. + 0.004*(H(11) + 5.)
C   КПД В ЧАСОВОМ РЕЖИМЕ. (ПРИ 115 ГРАД. ЦЕЛЬСИЯ)
H(13) = IA1**2.*B(62)*1.38
H(14) = IA1**2.*BET*C(57)*1.38
H(15) = IA1**2.*D(56)*1.38
H(16) = IA1**2.*B(73)*1.38
H(17) = (0.044*F1 + 5.6*(F1/100.))**2.)*(C(13)**2.)
H(18) = (0.044*F1 + 5.6*(F1/100.))**2.)*(C(4)**2.)
H(19) = (0.044*F1 + 5.6*(F1/100.))**2.)*(C(9)**2.)
H(20) = KHH*(H(17)*E(15) + H(18)*E(16) + H(19)*E(17))*1.15
H(21) = 0.3*H(20)
H(22) = 2.*IA1
H(23) = FTR*D(1)*SG*PS
H(24) = 0.2*U*IA1/100.
H(25) = H(13) + H(14) + H(15) + H(16) + H(20) + H(21) + H(22) +
* H(24)
H(26) = (U*IA1 - H(25))/(U*IA1)
C   ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ
H(27) = 40000./((SQRT(P))*DA**2.*LA + 200.
H(28) = H(27)/(MP**0.75)
H(29) = PP/H(27)*NM/ENP
WRITE (3, 37)
WRITE (3, 9)
WRITE (3, 8) (H(16), J6 = 1, 12)
WRITE (3, 38) H(6), H(11)
WRITE (3, 52)
52 FORMAT (///20X, 'КПД В ЧАСОВОМ РЕЖИМЕ, (ПРИ 115 ГРАД. ЦЕЛЬСИЯ)',
* /20X, '-----')
WRITE (3, 8) (H(16), J6 = 13, 26)
WRITE (3, 54) H(26)
54 FORMAT (///15X, 'КПД ДВИГАТЕЛЯ В ЧАСОВОМ РЕЖИМЕ', F18.6)
WRITE (3, 53)
53 FORMAT (///20X, 'ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ'/20X,
* '-----')
WRITE (3, 8) (H(16), J6 = 27, 29)
WRITE (3, 43) H(29)
43 FORMAT (///15X, 'КОЭФФИЦИЕНТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МОЩНОСТИ',
* F18.6, 2X, 1X, 'КВТ/КГ')
WRITE (3, 55) H(27)
55 FORMAT (///15X, 'МАССА ДВИГАТЕЛЯ', F18.6)

```

```

37  FORMAT (///20X, 'ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ ОБМОТОК ГЛАВНЫХ И
    * 'ДОБАВОЧНЫХ', 1X, 'ПОЛЮСОВ'/20X, '-----');
    * '-----')
38  FORMAT (///15X, 'ПРЕВЫШЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ГЛАВНЫХ КАТУШЕК',
    * F18.6/15X, 'ДОБАВОЧНЫХ КАТУШЕК', F18.6, 2X, 'ГРАД. ЦЕЛЬСИЯ')
    GOTO 58
1111 STOP
    END

```

```

SUBROUTINE OKRUGL (RMN)
RMN = AINT(RMN/5. + 0.5) * 5.0
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE NAPR (D, B, H, ZK, ZKM, BBO1,
* BNO1, BB31, BN31, HB1, HH1)
DIMENSION D(16)
IF (B, LT, 1. 2) H = D(1)*1.E2*B
IF (B, GE, 1. 2. AND, B, LT, 1. 8) H = (D(2) +
* D(3)*B + D(4)*B**2. + D(5)*B**3. + D(6)*
* B**4.)*1.E2
IF (B, GE, 1. 8. AND, B, LT, 2. 075) H = (D(7) +
* D(8)*B + D(9)*B**2.0 + D(10)*B**3.0 +
* D(11)*B**4.0)*1.E2
IF (B, GE, 2. 075. AND, ZK, LE, 1.0) H = (D(12)
* + D(13)*B + D(14)*B**2.0 + D(15)*B**3.
* + D(16)*B**4.0)*1.E2
IF (B, GE, 2.075. AND, ZK, GT, 1.0) GO TO 4
GOTO 2
4  C2 = ((BBO1 - BNO1 + (BB31 - BBO1 - BN31 +
* BNO1)/ZKM*ZK))/(HB1 - HH1)
H = HH1 + (B - BNO1 - (BN31 - BNO1)/ZKM*ZK)/C2
2  CONTINUE
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE NAP (B1, A1, H1)
DIMENSION A1(16)
IF (B1, LT, 1. 2) H1 = A1(1)*B1*1.E2
IF (B1, LT, 1. 8. AND, B1, GE, 1. 2) H1 =
* (A1(2) + A1(3)*B1 + A1(4)*B1**2. +

```

```

* A1(5)*B1**3. + A1(6)*B1**4.)*1.E2
IF (B1, GE, 1. 8. AND, B1, LT, 2. 0) H1 =
* (A1(7) + A1(8)*B1 + A1(9)*B1**2. +
* A1(10)*B1**3. + A1(11)*B1**4.)*1.E2
IF (B1, GE, 2. 0) H1 = (A1(12) + A1(13)
* *B1 + A1(14)*B1**2. + A1(15)*B1**3.
* + A1(16)*B1**4.)*1.E2
1111 RETURN
    END

```

К приложению 3

```

INTEGER R, J1, KK
REAL IB1, KHH, MF, IA, K1, IA1, IA2, M1, MPO, MPO1, MPO2,
* IAH, EN, M2, MPO3, MPO4, MP3, MMP, KD1, N1, KH, MP1, MP2, MPH,
* I3P, IA3
REAL KI(14), KD(14), T(14)
DIMENSION BETTA (20)
REAL K(49)/0., 1., 1.01, 1.015, 1.02, 1.027, 1.03, 1.035, 1.044, 1.052,
* 1.061, 1.068, 1.076, 1.085, 1.091, 1.1, 1.11, 1.125, 1.131, 1.142,
* 1.156, 1.168, 1.172, 1.18, 1.198, 1.205, 1.22, 1.235, 1.24, 1.255,
* 1.265, 1.28, 1.285, 1.415, 1.543, 1.67, 1.79, 1.91, 2.04, 2.15, 2.27,
* 2.38, 2.49, 2.61, 2.74, 2.84, 2.95, 3.06, 3.16/,
* F(49)/0., .145, .15, .155, .16, .165, .17, .175, .18, .185, .190, .195, .2,
* .205, .21, .215, .22, .225, .23, .235, .24, .245, .25, .255, .26, .265, .27,
* .275, .28, .285, .29, .295, .3, .35, .4, .45, .5, .55, .6, .65, .7, .75, .8, .85,
* .9, .95, 1., 1.05, 1.1/,
* MP(49)/0., .428, .44, .452, .464, .475, .488, .5, .51, .52, .530, .54, .55,
* .56, .57, .578, .585, .592, .6, .608, .615, .622, .63, .639, .641, .65, .655,
* .66, .668, .672, .679, .682, .69, .73, .764, .795, .823, .849, .87, .89, .91,
* .928, .945, .96, .971, .988, 1., 1.014, 1.026/
READ (1,40) R, IC, JC, KMAŠ, I3P, U, IAH, EN, BETTA, MPH,
* FM1, WW, KH, A, P, UK, ZA, RA, RD, RKO, RM, DVK, SA, SZ1, SZK1,
* KHH, GA, GZ1, GZK1, PTS, PP, M2
READ 25, B1, B2, B3
25  FORMAT (20X, 3A5)
IF (KMAŠ) 300, 400, 300
400 CONTINUE
DATA KI/.25, .3, .4, .5, .6, .7, .75, .8, .9, 1., 1.25, 1.5, 1.75, 2./,
* KD/.22, .22, .225, .226, .23, .24, .25, .26, .28, .3, .37, .45, .57, .65/,
* T/.915, .93, .956, .968, .973, .5*975, .973, .97, .968, .965/
GOTO 500
300 READ (1, 40) (KI(J1), J1 = 1, 14)

```

```

      READ (1,40) (KD(J1), J1 = 1, 14)
      READ (1,40) (T(J1), J1 = 1, 14)
500 CONTINUE
40  FORMAT (4F17.6)
      3  FORMAT (5X, 4F17.6)
      1  FORMAT(/'ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ:')
26  FORMAT (55X, 3A5)
60  FORMAT (55X, '-----')
29  FORMAT (25X, 'BETTA = ', F6.3)
30  FORMAT (25X, 'IB = ', F8.2)
34  FORMAT (/ 'НЕСООТВЕТСТВИЕ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ')
100 FORMAT (3(E15.6, 2X)/)
102 FORMAT ('ОШИБКА В ДАННЫХ: R = (-1)')
      PRINT 1
      PRINT 3, R, IC, JC, KMAS, I3P, U, IAH, EN, BETTA, MPH,
      * FM1, WW, KH, A, P, UK, ZA, RA, RD, RKO, RM, DVK, SA, SZ1, SZK1,
      * KHH, GA, GZ1, GZK1, PTS, PP, M2
      IF(K(49).GT. KH) GOTO 18
      PRINT 34
      GOTO 103
18  DO 2 I = 1, 49
      IF(KH, GE. K(I), AND, KH, LE. K(I + 1)) GOTO 32
      2  CONTINUE
32  F1 = F(I)
      F2 = F(I + 1)
      MP1 = MP(I)
      MP2 = MP(I + 1)
      FO = F1 + ((F2 - F1)*(KH - K(I)))/(K(I + 1) - K(I))
      MF = FO/FM1
      MPO = MP1 + ((MP2 - MP1)*(KH - K(I)))/(K(I + 1) - K(I))
      MMP = MPH/MPO
      N = 14
      IF(R)101,5,4
      4  PRINT 24
24  FORMAT (///25X, 'ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ',
      * 'ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ' //)
      GOTO 21
      5  PRINT 35
35  FORMAT (///25X, 'ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ',
      * 'ДВИГАТЕЛЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ' //)
21  PRINT 26, B1, B2, B3
      PRINT 60
      READ 90, KK
90  FORMAT (I2)
      DO 98 I = 1, KK
      IF (I. GT. KK) GOTO 98
      IF(R) 101, 27, 28
27  BET = BETT A(I)

```

```

      PRINT 29, BET
      GOTO 31
28  IB1 = BETTA(I)
      PRINT 30, IB1
31  DO 98 IR = 1, N
      K1 = KI(IR)
      KD1 = KD(IR)
      T1 = T(IR)
      IA = K1*IAH
20  DELU1 = IA*(RA + RD + RKO) + 2
      IF (R) 101, 22, 23
22  BET = BETTA(I)
      DELU = DELU1 + IA*BET*RM
      FM=IA*WW*BET
      GOTO 6
23  IB1 = BETTA(I)
      FM = IB1*WW
      DELU = DELU1
      6  FO1 = MF*FM
      IF(FO1. LE. 0.145) GOTO 7
      IF (FO1. GE. 0.145. AND. FO1. LE. 0.3) GOTO 8
      IF (FO1. GT. 0.3. AND. FO1. LT. 1.1) GOTO 177
      MPO4 = (26*FO1 + 69.)/95.
      GOTO 33
177 OP = 20*FO1 + 27
      J = INT(OP)
19  FO2 = F(J)
      MPO2 = MP(J)
      FO3 = F(J + 1)
      MPO3 = MP(J + 1)
      MPO4 = MPO2 + ((MPO3 - MPO2)*(FO1 - FO2))/(FO3 - FO2)
      GOTO 33
      8  OP = 200*FO1 - 27
      J = INT(OP)
      GOTO 19
      7  MPO4 = FO1*0.428/0.145
33  MP3 = MMP*MPO4
      N1 = (U - DELU)*60*A/(2*P*UK*ZA*MP3)
      VE = (N1*DVK)/(5.3*I3P)
      PM1 = IA**2*(RA + RD + RKO)
      IF(R) 101, 10, 11
10  PM = PM1 + IA**2*BET*RM
      GOTO 12
11  PM = PM1 + IB1**2*RM
12  PMEX = (PTS + PP)*N1/EN
      PKN = 2*IA
      CH = P*N1/60
      BA = MP3/SA

```

```

PA = (0.044*CH + 0.00056*CH**2)*BA**2
BZ1 = MP3/SZ1
PZ1 = (0.044*CH + 0.00056*CH**2)*BZ1**2
BZK1 = MP3/SZK1
PZK1 = (0.044*CH + 0.00056*CH**2)*BZK1**2
PC = KHH*(PA*GA + PZ1*GZ1 + PZK1*GZK1)*1.15
PDO = KD1*PC
SIGP = PM + PC + PDO + PKN + PMEX
IF(R) 101, 13, 14
13 TD = 1 - SIGP/(U*IA)
TOSI = TD*T1
FOSI = 9.806*.367*U*IA*TOSI/VE
M1 = 9.806*.974*U*IA*TD/N1
GOTO 155
14 TD = 1 - SIGP/(U*IA + IB1**2*RM)
TOSI = TD*T1
FOSI = 9.806*.367*(U*IA + IB1**2*RM)*TOSI/VE
M1 = 9.806*.974*(U*IA + IB1**2*RM)*TD/N1
155 PRINT 17, IA, DELU, N1, VE, TD, TOSI, CH, M1, SIGP, FOSI
17 FORMAT (/IA = ', F10.4, 'A', 10X, 'DU = ', F12.4, 'B', 8X, 'N = ', F10.4,
* 'ОБ/МНН', 6X, 'VE = ', F11.4, 'КМ/Ч'/КПД = ', F9.4, 12X, 'КПДО = ',
* F10.4, 10X, 'ЧТ = ', F9.4, 'ГЦ', 10X, 'M = ', F14.5, 'НМ'/SP = ', F12.5,
* 'BT', 7X, 'FOSI = ', F10.3, 'H')
IF (IC) 103, 81, 103
81 PRINT 80, PM, PMEX, PKN, PA, PZ1, PZK1, PC, PDO, MF, MMP
80 FORMAT (/PM = ', F10.3, 'BT', 9X, 'PMEX = ', F10.4, 'BT', 7X, 'PKN = ',
* F10.4, 'BT', 8X, 'PA = ', F9.4, 'BT'/PZ1/3 = ', F10.4, 'BT', 6X,
* 'PZK1/3 = ', F9.4, 'BT', 6X, 'PC = ', F10.4, 'BT', 9X, 'PDOB = ', F10.4,
* 'BT'/MF = ', F10.5, 12X, 'MФ = ', F8.5)
IF(JC. GT. 1) GOTO 98
PRINT 100, FO, MF, MMP, DELU1, DELU, FM, FO1
PRINT 100, OP, FO2, MPO2, FO3, MPO4, N1, VE, PM1, PM, PMEX, PKN,
* CH, BZ1, PA, PZ1, PC, PDO, SIGP, PZK1
PRINT 100, TD, TOSI, FOSI, M1
98 CONTINUE
GOTO 103
101 PRINT 102
103 CONTINUE
RETURN
277 STOP
END

```

```

READ 2, W, UL, F, PO, DB, VMAX, P, F2, Z1, SN1,
2 Z2, ES2, D2, A, H, B, DA1, CC, HZ12, BP1,
3 HK, DK, DI1, HKAN, HKL, RO2, R1, R3, R4, R5, DL22, DL3,
4 E2, DO1, BPP, PPH, DK1, PMK1, PMK, PQY, BK, A1Q,
5 XM, BH11, BH111, Y1, Y2, DELTAT
PRINT 2, W, UL, F, PO, DB, VMAX, P, F2, Z1, SN1,
2 Z2, ES2, D2, A, H, B, DA1, CC, HZ12, BP1,
3 HK, DK, DI1, HKAN, HKL, RO2, R1, R3, R4, R5, DL22, DL3,
4 E2, DO1, BPP, PPH, DK1, PMK1, PMK, PQY, BK, A1Q,
5 XM, BH11, BH111, Y1, Y2, DELTAT
2 FORMAT (2F12.5)
READ 3, A1, BKL, HS, O, DELTA, BS, T1, DL1, GK, PM, CP
PRINT 3, A1, BKL, HS, O, DELTA, BS, T1, DL1, GK, PM, CP
3 FORMAT (5F8.4)
READ 4, D11, T, GAMMA, H5, T11, R150, BBBB
PRINT 4, D11, T, GAMMA, H5, T11, R150, BBBB
4 FORMAT (7F6.3)
READ 5, T20, T21, T22, T23, T24,
2 T30, T31, T32, T33, T34, T40, T41, T42, T43, T44,
3 ALFA1, ALFA3, DE1, DKS, HKS, PMKS
PRINT 5, T20, T21, T22, T23, T24, T30,
2 T31, T32, T33, T34, T40, T41, T42, T43, T44,
3 ALFA1, ALFA3, DE1, DKS, HKS, PMKS
5 FORMAT (3F16.7)
10000 FORMAT (2I2)
10004 FORMAT (5I10)
READ 10000, NN, NNN
PRINT 10000, NN, NNN
DC1 = DO1
GJ = GK
DEL = .01
DEDO = .01
ALFA = .7
D = 0
NN1 = 0
NN2 = 0
NN3 = 0
NN4 = 0
CPD = .94
COSFI = .844
7 FI1 = W*1000./(UL*CPD*COSFI*SQRT(3.))
UF1 = UL/SQRT(3.)
V1 = 357.825*W/F
AN1 = 5.3*PO*V1/DB
ANMAX = VMAX*AN1/V1
AM11 = W*974./AN1
FIN = P*AN1/60. + F2

```



```

Q1 = Z1/(2.*P*D11)
W1 = Z1*SN1/(2.*D11*A1)
YZ1 = D11*Q1
BETA = Y1/YZ1
Y1K = SIN(BETA*1.5708)
R1K = SIN(1.5708/D11)/(Q1*SIN(1.5708/(D11*Q1)))
OK = Y1K*R1K
33  R11 = D2/2. + HKAN + HKL + DELTA + T1
    HO = (HZ12 - HKAN - HKL)/2.
    R2 = R11 + HO
    B5 = BP1 - RO2
    RO = (BP1 + DL1)*Z1/(6.2832*(SIN(ALFA1)))
    RP = (R11 + HO/2. + R5*(1. - COS(ALFA1)))
    RH = RP/SIN(ALFA1)
    TETAN = RO/RH
    PKSIN = SQRT(1./(TETAN**2) - 1.) - ATAN(SQRT(1./(TETAN**2) - 1.))
    GAMMA3 = Y2*3.1416*SIN(ALFA1)/Z1
    PKSIK = PKSIN + GAMMA3
    FF = 0.0
8000 FFI = PKSIK + ATAN(FF)
     Y33 = ABS((FFI - FF)/FFI)
     IF(Y33.LE.0.000001) GO TO 2000
     NN1 = NN1 + 1
     FF = FFI
     GO TO 8000
2000 TETAK = 1./SQRT(1. + FF*FF)
     RK = RO/TETAK
     R14 = R4 - T1 + 0.5*B5
     BETA1N = ATAN(SQRT(1./(TETAN**2) - 1.))
     BETA1K = ATAN(SQRT(1./(TETAK**2) - 1.))
     FI1N = 1.5708 - BETA1N
     FI1K = 1.5708 - BETA1K
     PN1K = R14*(1. - SIN(FI1K))/COS(FI1K)
     R13 = 0.5*B5 + R3 - T1
     PN1N = R13*(1. - SIN(FI1N))/COS(FI1N)
     PL3 = (RK - RH + PN1K)*COS(ALFA1) + PN1N + DL22 + HO + R1 - T1
     ROH = (BP1 + DL1)*Z1/(6.2832*SIN(ALFA3))
     RPH = R11 + HO/2. + R5*(1. - COS(ALFA3))
     RHH = RPH/SIN(ALFA3)
     TETAH = ROH/RHH
     PKSIH = SQRT(1./(TETAH**2) - 1.) - ATAN(SQRT(1./(TETAH**2) - 1.))
     GAMAP = Y1*3.1416*SIN(ALFA3)/Z1
     PKSIP = PKSIH + GAMAP
     FFO = 0.0
7999 FFOI = PKSIP + ATAN(FFO)
     Y33 = ABS((FFOI - FFO)/FFOI)
     IF(Y33.LE.0.000001) GO TO 1999
     FFO = FFOI

```

```

NN2 = NN2 + 1
GOTO 7999
1999 TETKP = 1./SQRT(1. + FFO**2)
     RKP = ROH/TETKP
     BETA2N = ATAN(SQRT(1./(TETAH**2) - 1.))
     BETA2K = ATAN(SQRT(1./(TETKP**2) - 1.))
     FI1NH = 1.5708 - BETA2N
     FI1KH = 1.5708 - BETA2K
     PN1KP = R14*(1. - SIN(FI1KH))/COS(FI1KH)
     PN1NP = R13*(1. - SIN(FI1NH))/COS(FI1NH)
     PLN = PN1NP + DL22 + (PN1KP + RKP - RHH)*COS(ALFA3) + DL3
     DLSUM = DC1 + PLN + RL3
     H22 = HS + H
     TD = 3.1416*(D2 - 2.*H22)/Z2
     BZ21 = TD - B
     DI = D2 + 2.*DELTA
     F4 = UF1*0.2162/(W1*F1N*OK)
     TCT = 3.1416*DI/Z1
     BZ1C = TCT - BP1
     TC = 3.1416*(DI + 2.*HZ12)/Z1
     BZ11 = TC - BP1
     T113 = 3.1416*(DI + 2.*HZ12/3.)/Z1
     B113 = T113 - BP1
     TR = 3.14159*D2/Z2
     TDD = 3.14159*(D2 - 2.*HS)/Z2
     BZ2R = TR - BS
     HA1 = (DA1 - DI - 2.*HZ12 - 1.33*DKS*HKS)/2.
     SA1 = CC*HA1*DC1/1000000.
     ALA = 3.1416*(DA1 - HA1)/(40.*P)
     BM1 = F4/(2.*SA1)
     IF (BM1 - 1.4)30,30,65
30  HM1 = T11*BM1
     GO TO 84
65  IF (BM1 - 1.8)70,70,71
70  HM1 = T20 + T21*BM1 + T22*BM1**2 + T23*BM1**3 + T24*BM1**4
     GO TO 84
71  IF (BM1 - 2.)90,90,100
90  HM1 = T30 + T31*BM1 + T32*BM1**2 + T33*BM1**3 + T34*BM1**4
     GO TO 84
100 HM1 = T40 + T41*BM1 + T42*BM1**2 + T43*BM1**3 + T44*BM1**4
84  FA37 = HM1*ALA
     IF (BM1 - 0.95)710,710,711
710 U5 = 0.7357 - 0.143*BM1
     GO TO 42
711 IF (BM1 - 1.35)712,712,713
712 U5 = 1.1314 - 0.57*BM1
     GO TO 42
713 IF (BM1 - 1.64)801,801,802

```

```

801 U5 = 0.69 - 0.25*BM1
    GO TO 42
802 U5 = 0.28
42 FA1 = FA37*U5
85 SZ1 = CC*B113*Z1*ALFA*DC1/(2.*P*10.**6)
    BZ1 = F4/SZ1
    IF(BZ1 - 1.4) 110, 110, 120
110 HZ1 = T11*BZ1
    GO TO 88
120 IF (BZ1 - 1.8) 130, 130, 140
130 HZ1 = T20 + T21*BZ1 + T22*BZ1**2 + T23*BZ1**3 + T24*BZ1**4
    GO TO 88
140 IF (BZ1 - 2.) 150, 150, 160
150 HZ1 = T30 + T31*BZ1 + T32*BZ1**2 + T33*BZ1**3 + T34*BZ1**4
    GO TO 88
160 HZ1 = T40 + T41*BZ1 + T42*BZ1**2 + T43*BZ1**3 + T44*BZ1**4
    GO TO 88
88 FZ1 = HZ1*HZ12*0.1
    DELTA1 = BP1**2/(TCT*(5.*DELTA + BP1) - BP1**2) + 1.
    DELTA2 = BS**2/(TR*(5.*DELTA + BS) - BS**2) + 1.
    DELTA1 = DELTA1*DELTA2
    SDELTA = 3.1416*(DI - DELTA)*ALFA*(E2 + DC1)/(4.*P*10.**6)
    SZ2 = CC*Z2*E2*ALFA*(TDD - B)/(2.*P*10.**6)
    HA2R = (D2 - 2.*H22 - DI1 - 1.33*HK*DK)/2.
    SA2 = CC*HA2R*E2/1000000.
    AL2 = 3.1416*(D2 - 2.*H22 - HA2R)/(40.*P)
    BDELTA = F4/SDELTA
    FDELTA = BDELTA*DELTA1*DELTA2*795.774715
    BZ2 = F4/SZ2
    IF (BZ2 - 1.4) 170, 170, 180
170 HZ2 = T11*BZ2
    GO TO 101
180 IF (BZ2 - 1.8) 190, 190, 200
190 HZ2 = T20 + T21*BZ2 + T22*BZ2**2 + T23*BZ2**3 + T24*BZ2**4
    GO TO 101
200 IF (BZ2 - 2.) 210, 210, 220
210 HZ2 = T30 + T31*BZ2 + T32*BZ2**2 + T33*BZ2**3 + T34*BZ2**4
    GO TO 101
220 HZ2 = T40 + T41*BZ2 + T42*BZ2**2 + T43*BZ2**3 + T44*BZ2**4
101 FZ2 = HZ2*H22*0.1
    BKZ = (FDELTA + FZ1 + FZ2)/FDELTA
    IF(NN3. GE. 1) GOTO 106
    IF((BKZ. GE. 1). AND. (BKZ. LE. 1.32))
    * ALFA = .393 + .244*BKZ
    IF ((BKZ. GT. 1.32) .AND. (BKZ. LE. 1.62))
    * ALFA = .605 + .0833*BKZ
    IF((BKZ. GT. 1.62) .AND. (BKZ. LE. 2.6))
    * ALFA = .6739 + .0408*BKZ

```

```

    IF (BKZ.GT.2.6) ALFA = .78
    NN3 = NN3 + 1
    ALFADI = ALFA
    GO TO 85
106 BA2 = F4/(2.*SA2)
    IF(BA2 - 1.4) 240, 240, 250
240 HA2 = T11*BA2
    GO TO 107
250 IF (BA2 - 1.8) 260, 260, 270
260 HA2 = T20 + T21*BA2 + T22*BA2**2 + T23*BA2**3 + T24*BA2**4
    GO TO 107
270 IF (BA2 - 2.) 280, 280, 290
280 HA2 = T30 + T31*BA2 + T32*BA2**2 + T33*BA2**3 + T34*BA2**4
    GO TO 107
290 HA2 = T40 + T41*BA2 + T42*BA2**2 + T43*BA2**3 + T44*BA2**4
107 FA28 = HA2*AL2
    IF(BA2 - 0.95) 714, 714, 715
714 U6 = 0.7357 - 0.143*BA2
    GO TO 40
715 IF (BA2 - 1.35) 716, 716, 717
716 U6 = 1.1314 - 0.57*BA2
    GO TO 40
717 IF (BA2 - 1.64) 803, 803, 804
803 U6 = 0.69 - 0.25*BA2
    GO TO 40
804 U6 = 0.28
40 FA2 = FA28*U6
    FO = FA1 + FA2 + FZ1 + FZ2 + FDELTA
    BIMU = 0.74*P*FO/(W1*OK)
888 BIMU1 = BIMU/F11
    QA2 = (A + B)* H/2
115 OKN = FO/FDELTA
    AM1 = AM11
    IF (NNN.EQ.1) GOTO 10001
    PRINT 1068
1068 FORMAT (//, 'РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА',//)
    PRINT 1000, F11, UF1, V1, AN1, ANMAX, AM1, F1N, Q1, W1, YZ1,
    * BETA, Y1K, R1K
1000 FORMAT ('ФАЗНЫЙ ТОК, А', 40X, F9.3/
    * 'ФАЗНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ, В', 34X, F8.3/
    * 'СКОРОСТЬ ЭЛЕКТРОВОЗА ЧАСОВАЯ, КМ/ЧАС', 19X, F6.2/
    * 'ЧАСТОТА ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ, ОБ/МИН', 20X, F8.3/
    * 'ЧАСТОТА ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ МАКСИМАЛЬНАЯ, ОБ/МИН', 8X,
    * F8.3/
    * 'МОМЕНТ ЧАСОВОЙ, КГС*М', 33X, F8.3/
    * 'ЧАСТОТА ТОКА СТАТОРА НОМИНАЛЬНАЯ, ГЦ, 19X, F7.3/
    * 'ЧИСЛО ПАЗОВ НА ПОЛЮС И ФАЗУ', 26X, F7.3/
    * 'ЧИСЛО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ВИТКОВ В ФАЗЕ СТАТОРА', 10X,

```

* F5.1/
 * 'ШАГ ОБМОТКИ СТАТОРА ПО ПАЗАМ', 26X, F5.1/
 * 'ОТНОСИТЕЛЬНЫЙ ШАГ', 39X, F7.5/
 * 'К-Т УКОРОЧЕНИЯ', 42X, F9.7/
 * 'К-Т РАСПРЕДЕЛЕНИЯ', 39X, F9.7)
 PRINT 1001, OK, PL3, PLN, DLSUM, E2, H22, TC, BZ21
 1001 FORMAT ('ОБМОТОЧНЫЙ К-Т ДЛЯ ОСН. ГАРМОНИКИ ЭДС', 20X,
 * F9.7/
 * 'ВЫЛЕТ ЗАДНЕЙ ЧАСТИ СТАТОРНОЙ ОБМОТКИ, ММ', 15X, F10.5/
 * 'ВЫЛЕТ ПЕРЕДНЕЙ ЧАСТИ СТАТОРНОЙ ОБМОТКИ, ММ', 13X, F10.5/
 * 'ДЛИНА ЯКОРЯ ПО ГОЛОВКАМ ЛОБОВЫХ ВЫЛЕТОВ, ММ', 13X,
 * F12.4/
 * 'ДЛИНА ПАКЕТА РОТОРА, ММ', 32X, F10.4/
 * 'ВЫСОТА ЗУБЦА РОТОРА, ММ', 32X, F8.4/
 * 'ЗУБЦОВЫЙ ШАГ ПО ДНУ ПАЗОВ РОТОРА, ММ', 20X, F8.4/
 * 'ШИРИНА НОЖКИ ЗУБЦА РОТОРА, ММ', 27X, F7.4)
 PRINT 1002, DI, F4, TCT, BZ1C, TC, BZ11, T113, B113, TR, BZ2R, HA1,
 * SA1, ALA
 1002 FORMAT ('ВНУТРЕННИЙ ДИАМЕТР СТАТОРА, ММ', 23X, F7.2/
 * 'НОМИНАЛЬНЫЙ МАГНИТНЫЙ ПОТОК, ВЕБЕР', 20X, F9.6/
 * 'ЗУБЦОВЫЙ ШАГ ПО ВНУТР. ДИАМЕТРУ СТАТОРА, ММ', 13X, F7.4/
 * 'ШИРИНА ГОЛОВКИ ЗУБЦА СТАТОРА, ММ', 21X, F7.3/
 * 'ЗУБЦОВЫЙ ШАГ ПО ДНУ ПАЗОВ СТАТОРА, ММ', 17X, F7.3/
 * 'ШИРИНА ЗУБЦА СТАТОРА У ОСНОВАНИЯ, ММ', 18X, F7.3/
 * 'ЗУБЦОВЫЙ ШАГ СТАТОРА В РАСЧЕТНОМ СЕЧЕНИИ, ММ', 14X, F7.3/
 * 'ШИРИНА ЗУБЦА СТАТОРА РАСЧЕТНАЯ, ММ', 20X, F7.3/
 * 'ЗУБЦОВЫЙ ШАГ ПО ВНЕШНЕМУ ДИАМЕТРУ РОТОРА, ММ', 14X, F7.3/
 * 'ШИРИНА ГОЛОВКИ ЗУБЦА РОТОРА ММ', 23X, F7.3/
 * 'ВЫСОТА СПИНКИ СТАТОРА РАСЧЕТНАЯ', 22X, F7.3/
 * 'СЕЧЕНИЕ СПИНКИ СТАТОРА, ММ', 28X, F8.4/
 * 'ДЛИНА МАГН. ЛИНИЙ В СПИНКЕ СТАТОРА НА ПОЛЮС', 13X, F8.3)
 PRINT 1040, BM1
 1040 FORMAT ('МАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ В СПИНКЕ СТАТОРА', 12X, F8.3)
 PRINT 1041, HM1
 1041 FORMAT ('МАГН. НАПРЯЖЕННОСТЬ В СПИНКЕ СТАТОРА, А/СМ',
 * 9X, F13.4)
 PRINT 1042, FA1
 1042 FORMAT ('МАГНИТНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ ЯРМА СТАТОРА, А', 18X,
 * F12.4)
 PRINT 1043, SZ1, BZ1, FZ1, DELTA1, DELTA2, DELTAK, SDELTA, SZ2,
 * HA2R
 1043 FORMAT ('РАСЧ. СЕЧЕНИЕ ЗУБЦОВОГО СЛОЯ НА ПОЛЮС, КВ. М',
 * 14X, F8.5/
 * 'МАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ СТАТОРА, ТЕСЛА', 14X, F7.4/
 * 'МАГНИТНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ ЗУБЦОВ СТАТОРА, А', 18X, F9.3/
 * 'К-Т КАРТЕРА ДЛЯ СТАТОРА', 33X, F7.5/
 * 'К-Т КАРТЕРА ДЛЯ РОТОРА', 34X, F7.5/
 * 'К-Т КАРТЕРА РЕЗУЛЬТИРУЮЩИЙ', 30X, F7.5/

* 'РАСЧ. СЕЧЕНИЕ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА НА ПОЛЮС, КВ. М', 13X,
 * F7.5/
 * 'РАСЧ. СЕЧЕНИЕ ЗУБЦ. СЛОЯ РОТОРА НА ПОЛЮС, КВ. М', 11X, F7.5/
 * 'РАСЧЕТНАЯ ВЫСОТА СПИНКИ РОТОРА, ММ', 28X, F9.4)
 PRINT 1053, SA2, AL2, BDELTA, FDELTA, BZ2, HZ2, FZ2, FA2, FO,
 * BIMU1
 1053 FORMAT ('РАСЧЕТНОЕ СЕЧЕНИЕ СПИНКИ РОТОРА, КВ. М', 18X, F7.5/
 * 'РАСЧ. ДЛИНА МАГН. ПУТИ В ЯРМЕ РОТОРА НА ПОЛЮС, СМ', 14X,
 * F7.4/
 * 'МАГН. ИНДУКЦИЯ В ВОЗДУШНОМ ЗАЗОРЕ, ТЕСЛА', 17X, F8.5/
 * 'МАГН. НАПРЯЖЕНИЕ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА, А', 19X, F9.4/
 * 'МАГН. ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ РОТОРА, ТЕСЛА', 19X, F9.4/
 * 'М. НАПРЯЖЕННОСТЬ В ЗУБЦАХ РОТОРА, А/СМ', 18X, F10.4/
 * 'М. НАПРЯЖЕНИЕ В ЗУБЦАХ РОТОРА, А', 20X, F12.4/
 * 'МАГН. НАПРЯЖЕНИЕ СПИНКИ РОТОРА, А', 15X, F12.5/
 * 'FO, А', 25X, F13.5/
 * 'ОТНОСИТ. ТОК НАМАГНИЧИВАНИЯ', 18X, F12.5)
 10001 CONTINUE
 ESSS = E2 + ES2 + BKL
 RP = 0.00144/GAMMA*(E2 + ES2 + BKL)/QA2+0.0022608*(D2-H)/(Z2*
 * GAMMA*BKL*O*(SIN(P*3.14159/Z2))**2)
 R21 = RP*4. *D11*(W1*OK)**2/Z2
 PP = BH11/(3.*BP1) + BH111/BP1
 PKL = T*HKL/BP1
 PGOL = DELTA*DELTAK/BP1 - 2.*DELTA*DELTAK/(3.1416*BP1)*
 2 ATAN(2.*DELTA*DELTAK/BP1) +
 3 0.3183*ALOG(0.5*SQRT(1. + (2.*DELTA*DELTAK/BP1)**2))
 PPR = (PP + PKL + PGOL)*(3.*BETA + 1.)/4.
 TAYL = 1.5708*(DI + HZ12)/P
 PLOB = D11*TAYL*R1K*(3.*BETA - 1.)*0.095493/DC1
 DIFK1 = 0.00214 + 0.7*(2.*P/Z1)**2
 203 PDIF = D11*OK*OK*DI*DIFK1/(2.*P*3.1416*DELTAK*DELTA)
 X1 = 0.1579E - 04*F1N*DC1*W1*W1*(PPR/Q1 + PLOB + PDIF)/(1000.*P)
 X11 = X1*FI1/UF1
 PG2 = ALOG(SQRT(1. + (2.*DELTA*DELTAK/BS)**2)/2.)/3.14159 -
 2 2.*DELTA*DELTAK + ATAN(2.*DELTA*DELTAK/BS)/(3.1416*BS) +
 3 DELTA*DELTAK/BS
 PP2 = HS/BS + H/(3.*B)
 DIFK2 = (3.1416*P/Z2)**2/(SIN(3.1416*P/Z2))**2 - 1.
 TAYKL = .157*(D2 - O)/P
 RE = SQRT(BKL*O/314.16)
 RL1 = (ES2 + BKL)/20.
 FIAMAX = D11*W1*OK*FI1*0.450156/P
 XM1 = FIAMAX/FDELTA
 XM5 = XM1*UF1/FI1
 X21 = 78.956835*FIAMAX/(F4*10.**9)*(E2*0.2*(PG2 + PP2)*P/Z2 +
 2 TAYKL*0.03225*ALOG(2.*RL1/RE + 0.25)) + DIFK2*XM1
 X211 = X21*UF1/FI1

```

X2 = X211*Z2/D11*0.25/((W1*OK)**2)
DLS = 2.*DC1 + 4.*DL22 + 2.*R13*ATAN(PN1N/R13) + 2.*R14*
* ATAN(PN1K/R14) + (RK**2 - RH**2)/RO + 2.*R1 + 2.*R13*
* ATAN(PN1N/R13) + 2.*DL3 + 2.*R14*ATAN(PN1K/R14) + (RKP**
* 2 - RHH**2)/ROH
ROS = DLS*W1*0.00144/(GAMMA*A1Q)
F1MAX = P*ANMAX/60. + F2
FR = P*AN1/60.
W17 = F1N*6.2832
W5 = F1N*31.415927
W7 = F1N*43.9823
W11 = F1N*69.115
W13 = F1N*81.6814
EPSY = 0.011838*BPP*SQRT(PPH*F1N/BP1)
EPS5 = EPSY*2.23607
EPS7 = EPSY*2.64575
EPS11 = EPSY*3.316625
EPS13 = EPSY*3.60555
FI111 = EPSY*(SINH(2.*EPSY) + SIN(2.*EPSY))/(COSH(2.*EPSY) -
2 COS(2.*EPSY))
F15 = EPS5*(SINH(2.*EPS5) + SIN(2.*EPS5))/(COSH(2.*EPS5) -
2 COS(2.*EPS5))
F17 = EPS7*(SINH(2.*EPS7) + SIN(2.*EPS7))/(COSH(2.*EPS7) -
2 COS(2.*EPS7))
FI11 = EPS11*(SINH(2.*EPS11) + SIN(2.*EPS11))/(COSH(2.*EPS11) -
2 COS(2.*EPS11))
FI13 = EPS13*(SINH(2.*EPS13) + SIN(2.*EPS13))/(COSH(2.*EPS13) -
2 COS(2.*EPS13))
PKS1 = 2.*EPSY*(SINH(EPSY) - SIN(EPSY))/(COSH(EPSY) + COS(EPSY))
PKS5 = 2.*EPS5*(SINH(EPS5) - SIN(EPS5))/(COSH(EPS5) + COS(EPS5))
PKS7 = 2.*EPS7*(SINH(EPS7) - SIN(EPS7))/(COSH(EPS7) + COS(EPS7))
PKS11 = 2.*EPS11*(SINH(EPS11) - SIN(EPS11))/(COSH(EPS11)
* + COS(EPS11))
PKS13 = 2.*EPS13*(SINH(EPS13) - SIN(EPS13))/(COSH(EPS13)
* + COS(EPS13))
RK1 = FI111 + (XM**2 - 1.)*PKS1/3.
RK5 = F15 + (XM**2 - 1.)*PKS5/3.
RK7 = F17 + (XM**2 - 1.)*PKS7/3.
RK11 = FI11 + (XM**2 - 1.)*PKS11/3.
RK13 = FI13 + (XM**2 - 1.)*PKS13/3.
DLSS = DLS/2. - DC1
WL1 = (RK1*DC1 + DLSS)/(DC1 + DLSS)
WL5 = (RK5*DC1 + DLSS)/(DC1 + DLSS)
WL7 = (RK7*DC1 + DLSS)/(DC1 + DLSS)
WL11 = (RK11*DC1 + DLSS)/(DC1 + DLSS)
WL13 = (RK13*DC1 + DLSS)/(DC1 + DLSS)
RNU1 = WL1*ROS
RNU5 = WL5*ROS

```

```

RNU7 = ROS*WL7
RNU11 = ROS*WL11
RNU13 = ROS*WL13
F25 = F1N*5. + FR
F27 = F1N*7. - FR
F211 = FR + F1N*11.
F213 = F1N*13 - FR
SK1 = 60.*F1N/P
SK5 = (SK1*5. + AN1)/(SK1*5.)
SK7 = (SK1*7. - AN1)/(SK1*7.)
SK11 = (SK1*11. + AN1)/(SK1*11.)
SK13 = (SK1*13. - AN1)/(SK1*13.)
OM5 = 6.2832*F25
OM7 = 6.2832*F27
OM11 = 6.2832*F211
OM13 = 6.2832*F213
EPSR = H*0.00472285
EPSR5 = EPSR*SQRT(OM5)
EPSR7 = EPSR*SQRT(OM7)
EPSR11 = EPSR*SQRT(OM11)
EPSR13 = EPSR*SQRT(OM13)
FI15 = EPSR5*(SINH(2.*EPSR5) + SIN(2.*EPSR5))/(COSH(2.*EPSR5) -
2 COS(2.*EPSR5))
FI17 = EPSR7*(SINH(2.*EPSR7) + SIN(2.*EPSR7))/(COSH(2.*EPSR7) -
2 COS(2.*EPSR7))
FI111 = EPSR11*(SINH(2.*EPSR11) + SIN(2.*EPSR11))/(COSH(2.*
2 EPSR11) - COS(2.*EPSR11))
FI113 = EPSR13*(SINH(2.*EPSR13) + SIN(2.*EPSR13))/(COSH(2.*
2 EPSR13) - COS(2.*EPSR13))
RKA5 = (FI15 - 1.)*E2/ESSS + 1.
RKA7 = (FI17 - 1.)*E2/ESSS + 1.
RKA11 = (FI111 - 1.)*E2/ESSS + 1.
RKA13 = (FI113 - 1.)*E2/ESSS + 1.
FIX5 = 1.5*(SINH(2.*EPSR5) - SIN(2.*EPSR5))/(EPSR5*(COSH(2.*
* EPSR5) - COS(2.*EPSR5)))
FIX7 = 1.5*(SINH(2.*EPSR7) - SIN(2.*EPSR7))/(EPSR7*(COSH(2.*
2 EPSR7) - COS(2.*EPSR7)))
FIX11 = 1.5*(SINH(2.*EPSR11) - SIN(2.*EPSR11))/(EPSR11*
2 (COSH(2.*EPSR11) - COS(2.*EPSR11)))
FIX13 = 1.5*(SINH(2.*EPSR13) - SIN(2.*EPSR13))/(EPSR13*
2 (COSH(2.*EPSR13) - COS(2.*EPSR13)))
R215 = RKA5*R21
R217 = R21*RKA7
R2111 = R21*RKA11
R2113 = R21*RKA13
IF(NNN.EQ.1) GOTO 10002
PRINT 34, OKN, QA2, ALFADI
FORMAT ('OKN', 10X, F9.6/

```



```

* 'QA2', 10X, F9.4/
* 'ALFADI', 10X, F12.8)
PRINT 1048, RP, R21, PP, PKL, PGOL
1048  FORMAT (//, 'RP', 10X, F12.7/
* 'R21', 10X, F12.7/
* 'PP', 10X, F12.4/
* 'PKL', 10X, F12.4/
* 'PGOL', 10X, F12.4)
PRINT 600, PPR, TAYL, PLOB, DIFK1, PDIF, X1
600  FORMAT ('PPR', 10X, F15.5/
* 'TAYL', 10X, F15.5/
* 'PLOB', 10X, F15.5/
* 'DIFK1', 10X, F15.5/
* 'PDIF', 10X, F15.5/
* 'X1', 12X, F14.5)
PRINT 601, X11, PG2, PP2
601  FORMAT (//, 'X11', 10X, F13.4/
* 'PG2', 10X, F12.4/
* 'PP2', 10X, F12.4)
PRINT 602, DIFK2, TAYKL, RE, RL1, FIAMAX, XM1
602  FORMAT ('DIFK2', 10X, F15.5/
* 'TAYKL', 10X, F15.5/
* 'RE', 10X, F15.5/
* 'RL1', 10X, F15.5/
* 'FIAMAX', 10X, F15.5/
* 'XM1', 10X, F15.4)
PRINT 603, XM5, X21, X211
603  FORMAT ('XM5', 10X, F12.4/
* 'X21', 10X, F12.4/
* 'X211', 10X, F12.4)
10002 CONTINUE
XK5 = (FIX5 - 1.)*E2/ESSS + 1.
XK7 = (FIX7 - 1.)*E2/ESSS + 1.
XK11 = (FIX11 - 1.)*E2/ESSS + 1.
XK13 = (FIX13 - 1.)*E2/ESSS + 1.
X215 = F25*X211*XK5/FR
X217 = F27*X211*XK7/FR
X2111 = F211*XK11*X211/FR
X2113 = F213*XK13*X211/FR
ZS5 = (R215/SK5 + RNU5)**2 + (5.*X1 + X215)**2
ZS7 = (R217/SK7 + RNU7)**2 + (7.*X1 + X217)**2
ZS11 = (R2111/SK11 + RNU11)**2 + (11.*X1 + X2111)**2
ZS13 = (R2113/SK13 + RNU13)**2 + (13.*X1 + X2111)**2
PM5 = UF1**2*D11*RNU5/(ZS5*25000.)
PM7 = UF1**2*D11*RNU7/(ZS7*49000.)
PM11 = UF1**2*D11*RNU11/(ZS11*121000.)
PM13 = UF1**2*D11*RNU13/(ZS13*169000.)
PMP5 = UF1**2*D11*R215*0.00004/(ZS5*SK5)

```

```

PMP7 = UF1**2*D11*R217/(ZS7*SK7*49000.)
PMP11 = UF1**2*D11*R2111/(ZS11*SK11*121000.)
PMP13 = UF1**2*D11*R2113/(ZS13*SK13*169000.)
PMCSUM = PM5 + PM7 + PM11 + PM13
PMPSUM = PMP5 + PMP7 + PMP11 + PMP13
PPC = 0.7*PMCSUM
PPP = 1.5*PMPSUM
PDSUM = PPC + PPP + PMCSUM + PMPSUM
PCXX = D11*BIMU**2*RNU1/1000.
ZM1 = Z1*(BZ1C + BZ11)*HZ12*DC1*CC*7.85/2000000.
AM1 = (DA1**2 - (D1 + HZ12*2.))**2 - PMKS*DKS**2)*DC1*CC/162200.
AM111 = AM1
YP = R150*SQRT((F1N/50.))**3)
PCC = CP*YP*(AM1*BM1**2 + ZM1*BZ1**2)/1000.
PXX = PCC + PCXX
BZSSS = 3.14159*(D2 - 2.*HS)/Z2 - BS
ZMS2 = CC*Z2*E2*HS*0.000003925*(BZSSS + BZ2R)
BZSR = 3.14159*(D2 - 2.*HS)/Z2 - A
BZSSR = 3.14159*(D2 - 2.*H22)/Z2 - B
ZMST = CC*Z2*E2*(H22 - HS)*(BZSR + BZSSR)*0.000003925
ZM2 = ZMS2 + ZMST
AM2 = CC*E2*((D2 - 2.*H22)**2 - D11**2 - PMK*DK**2)*0.00002466/4.
POT = ZM2 + AM2
STAT = ZM1 + AM1
PBG = PCC*(POT + STAT)*0.022/STAT
A11 = PXX/(3.*UF1)*1000.
XX1 = SQRT(BIMU**2 + A11**2)
SKOLG = (SK1 - AN1)/SK1
IF(NNN.EQ.1) GOTO 99
PRINT 1099
1099  FORMAT ('ИНД. СОПРОТИВЛЕНИЕ РАССЕЯНИЯ ОБМОТКИ РОТОРА,')
PRINT 1100, X211
1100  FORMAT ('ПРИВЕД. К ЧИСЛУ ВИТКОВ И ФАЗ СТАТОРА, О. Е.',
* 20X, F12.8)
PRINT 1101, X2, DLS, ROS, FIAMAX, FR
1101  FORMAT ('ИНД. СОПРОТИВЛЕНИЕ РАССЕЯНИЯ ОБМ. РОТОРА, ОМ',
* 13X, F12.8/
* 'СРЕДНЯЯ ДЛИНА ВИТКА ОБМОТКИ, ММ', 30X, F11.4/
* 'ОМИЧ. СОПР. ФАЗЫ ОБМОТКИ СТАТОРА, ОМ', 23X, F7.5/
* 'МАКСИМАЛЬНАЯ ЧАСТОТА ТОКА СТАТОРА, ГЦ', 18X, F7.3/
* 'МЕХАНИЧЕСКАЯ ЧАСТОТА ВРАЩЕНИЯ РОТОРА, ГЦ', 15X, F8.4)
PRINT 8025
8025  FORMAT ('УГЛОВАЯ ЧАСТОТА')
PRINT 8021, W17, W5, W7, W11, W13
8021  FORMAT ('1-Я ГАРМОНИКА', 40X, F16.6/
* '5-Я ГАРМОНИКА', 40X, F16.6/
* '7-Я ГАРМОНИКА', 40X, F16.6/
* '11-Я ГАРМОНИКА', 39X, F16.6/

```

```

* '13-Я ГАРМОНИКА', 39X, F16.6)
PRINT 604, FI1111, FI5, FI7, FI11, FI13
604 FORMAT ('FI1111', 5X, F16.6/'FI5', 5X, F16.6/
* 'FI7', 5X, F16.6/'FI11', 5X, F16.6/'FI13', 5X, F16.6)
PRINT 8029
8029 FORMAT ('СРЕДНИЙ К-Т ВЫТЕСНЕНИЯ ТОКА ОБМОТКИ СТАТОРА')
PRINT 8030, WL1, WL5, WL7, WL11, WL13
8030 FORMAT ('1-Я ГАРМОНИКА', 40X, F16.7/
* '5-Я ГАРМОНИКА', 40X, F16.7/
* '7-Я ГАРМОНИКА', 40X, F16.7/
* '11-Я ГАРМОНИКА', 39X, F16.7/
* '13-Я ГАРМОНИКА', 39X, F16.7)
PRINT 8032
8032 FORMAT ('ЧАСТОТЫ ГАРМОНИК ОТНОСИТЕЛЬНО РОТОРА, Гц')
PRINT 8027, F25, F27, F211, F213
8027 FORMAT ('1-Я ГАРМОНИКА', 40X, F16.7/
* '5-Я ГАРМОНИКА', 40X, F16.7/
* '7-Я ГАРМОНИКА', 40X, F16.7/
* '11-Я ГАРМОНИКА', 39X, F16.7/
* '13-Я ГАРМОНИКА', 39X, F16.7)
PRINT 605, EPSR5, EPSR7, EPSR11, EPSR13, FI15, FI17, FI111, FI113
605 FORMAT ('EPSR5', 7X, F13.6/'EPSR7', 7X, F13.6/
* 'EPSR11', 7X, F13.6/'EPSR13', 7X, F13.6/
* 'FI15', 8X, F15.8/'FI17', 8X, F15.8/
* 'FI111', 8X, F15.8/'FI113', 8X, F15.8)
PRINT 609, SK1, SK5, SK7, SK11, SK13, XK5, XK7, XK11, XK13, EPSR
609 FORMAT ('////', 'SK1', 8X, F13.8/
* 'SK5', 5X, F13.8/'SK7', 5X, F13.8/
* 'SK11', 5X, F13.8/'SK13', 5X, F13.8/
* 'XK5', 10X, F13.6/'XK7', 10X, F13.6/
* 'XK11', 10X, F13.6/'XK13', 10X, F13.6/
* 'EPSR', 7X, F13.6)
PRINT 8090
8090 FORMAT ('ПОТЕРИ В ОБМОТКЕ СТАТОРА ОТ ВЫСШИХ ГАРМОНИК,'
* 'КВт')
PRINT 8091, PM5, PM7, PM11, PM13
8091 FORMAT ('5-Я ГАРМОНИКА', 40X, F17.8/
* '7-Я ГАРМОНИКА', 40X, F17.8/
* '11-Я ГАРМОНИКА', 39X, F17.8/
* '13-Я ГАРМОНИКА', 39X, F17.8)
PRINT 8092
8092 FORMAT ('//', 'ПОТЕРИ В ОБМОТКЕ РОТОРА ОТ ВЫСШИХ ГАРМОНИК,'
* 'КВт')
PRINT 8093, PMP5, PMP7, PMP11, PMP13
8093 FORMAT ('5-Я ГАРМОНИКА', 40X, F17.8/
* '7-Я ГАРМОНИКА', 40X, F17.8/
* '11-Я ГАРМОНИКА', 39X, F17.8/
* '13-Я ГАРМОНИКА', 39X, F17.8)

```

```

99 CONTINUE
ZEK = SQRT((RNU1 + R21/SKOLG)**2 + (X1 + X211)**2)
FI2 = (RNU1 + R21/SKOLG)/ZEK
AM1 = AM11
PI21 = 13.87*AM1/(P*D11*W1*OK*FI2*F4)
SIGMA = 1. + (X1*XXI)/(UF1 - X1*XXI)
10003 PI22 = PI21/SIGMA
ZZ = UF1/PI22
SK = R21/(SQRT(ZZ**2 - (X1 + X211)**2) - RNU1)
FI2 = (RNU1 + R21/SK)/ZZ
ALFA9 = 1.5708 + ARCOS(FI2) + ARCOS(BIMU/XXI)
FIS = SQRT(PI22**2 + XXI**2 - 2.*XXI*PI22*COS(ALFA9))
B1 = ARCOS((XXI**2 + FIS**2 - PI22**2)/(2.*XXI*FIS))
COFI = (1.5708 - B1 - ARCOS(BIMU/XXI))
COFI = COS(COFI)
PNW = 3.*UF1*FIS*COFI/1000.
PM1 = D11*FIS**2*RNU1*0.001
PM2 = D11*PI21**2*R21*0.001
PMEX = PNW*0.002
PDSUMD = PDSUM + 0.005*PNW + PBG
SUMP = PCC + PMEX + PDSUMD + PM1 + PM2
SUMP = SUMP - PDSUM - PBG
WW = PNW - SUMP
PI21 = PI21*W/WW
NN4 = NN4 + 1
IF(ABS((WW - W)/W).GE.0.001) GOTO 10003
CPD1 = WW/(PNW + PDSUM + PBG)
AM1 = AM11
PE = PNW - PM1 - PCC
SKOL = PM2/PE
F20 = SK*F1N
XSUM = SIGMA*X1 + X211*SIGMA**2
EMMAX = 0.0765*P*UF1**2*(1. - RNU1*SIGMA/XSUM)/(3.1416*
* F1N*XSUM)
PEMAX = 0.0015*UF1**2*(1. - RNU1*SIGMA/XSUM)/XSUM
YK = EMMAX/AM11
8 PPER = 1.33*BP1 + HZ12*2.
RPNK = 2.*HKAN + 0.33*BP1
BIZ = (BP1 - PPH)/2.
UIZ = DELTAT/BIZ*10.
SKCN = DK1**2*PMK1*0.3927*0.000001*2.
SKN = Z1*BP1*HKAN*0.000001
SDEL = 0.7854*(DI**2 - D2**2)*0.000001
SKR = 0.7854*DK**2*PMK*0.000001
SKCN1 = DKS**2*PMKS/1273200.
SKSUM = SKR + SDEL + SKN + SKCN + SKCN1
YBOS = PQY/(60.*SKSUM)
TPKK = 0.00024*YBOS + 0.003

```

```

POMEDI = BK**2*PM1 + PMCSUM + PPC
PRINT 1461, POMEDI
1461 FORMAT ('POMEDI', 5X, F12.5)
TTTT = TCT*(DLS/(2.*DC1) + 1./GK) + RPNK + 3.2*(PMKS*DKS + PMK1*
* DK1/2.)/Z1
AA = POMEDI*100000.*(TCT/GK + 3.14*(PMKS*DKS + PMK1*DK1/2.)/Z1 +
* RPNK + PPER*UIZ/TPKK)/(Z1*UIZ*PPER*DC1*TTTT)
BB = PCC*100000.*(1./(Z1*DC1*TPKK) - TCT*DLS/(Z1*DC1**2*
* PPER*UIZ))/TTTT + BBBB
QMEDI = (1.02*AA + BB)/(1. - 0.004*AA)
PRINT 2, QMEDI
GK = GK + 1.
IF(GK.LE.4.) GOTO 8
IF(NNN.EQ.1) GOTO 800
PRINT 8094, PMCSUM, PMPSUM, PPC, PPR, PDSUM, PCXX, PCC, PXX, PBG
8094 FORMAT ('ОБЩ. ПОТЕРИ В СТАТОРЕ ОТ ВЫСШИХ ГАРМОНИК',
* KBT', 11X, F17.8/
* 'ОБЩ. ПОТЕРИ В РОТОРЕ ОТ ВЫСШИХ ГАРМОНИК, КВТ', 10X, F17.8/
* 'ПУЛЬСАЦИОННЫЕ ПОТЕРИ В СТАТОРЕ, КВТ', 17X, F17.8/
* 'ПУЛЬСАЦИОННЫЕ ПОТЕРИ В РОТОРЕ, КВТ', 18X, F17.8/
* 'ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ В МАШИНЕ ОТ ВСЕХ ГАРМОНИК, КВТ',
* 7X, F17.8/
* 'ПОТЕРИ В МЕДИ СТАТОРА ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ, КВТ', 7X, F17.8/
* 'ПОТЕРИ В СТАЛИ СТАТОРА, КВТ', 25X, F18.8/
* 'ПОТЕРИ ХОЛОСТОГО ХОДА, КВТ', 26X, F18.8/
* 'ПОТЕРИ В СТАЛИ МАШИНЫ ОТ ВЫСШИХ ГАРМОНИК, КВТ', 12X,
* F18.8)
PRINT 8095, ZM1, AM1, ZM2, AM2, ROT, STAT, AII, XXI
8095 FORMAT ('МАССА ЗУБЦОВ СТАТОРА, КГ', 20X, F15.7/
* 'МАССА СПИНКИ СТАТОРА, КГ', 28X, F15.7/
* 'МАССА ЗУБЦОВ РОТОРА, КГ', 29X, F15.7/
* 'МАССА СПИНКИ РОТОРА, КГ', 29X, F15.7/
* 'МАССА СЕРДЕЧНИКА РОТОРА, КГ', 25X, F15.7/
* 'МАССА СЕРДЕЧНИКА СТАТОРА, КГ', 24X, F15.7/
* 'АКТИВНАЯ СОСТАВЛЯЮЩАЯ ТОКА ХОЛОСТОГО ХОДА', 10X,
* F10.6/
* 'ТОК ХОЛОСТОГО ХОДА, А', 30X, F12.7)
PRINT 1124, ZEK, F121, SIGMA, COFI, PNW, PM1, PM2, PMEX, PDSUMD,
* SUMP, WW
1124 FORMAT ('ПОЛНОЕ СОПРОТ. ПО ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЕ, ОМ',
* 18X, F9.5/
* 'ТОК В РОТОРЕ, ПРИВЕД. К ЧИСЛУ ВИТКОВ СТАТОРА, А', 9X, F8.3/
* 'SIGMA', 48X, F10.7/
* 'КОСИНУС FI', 40X, F16.9/
* 'ПОТРЕБЛЯЕМАЯ ДВИГАТЕЛЕМ АКТИВНАЯ МОЩНОСТЬ, КВТ',
* 9X, F15.5/
* 'ПОТЕРИ В МЕДИ СТАТОРА ОТ ПЕРВОЙ ГАРМОНИКИ, КВТ', 9X,
* F15.5/

```

```

* 'ПОТЕРИ В МЕДИ РОТОРА ОТ ПЕРВОЙ ГАРМОНИКИ, КВТ', 9X, F15.5/
* 'МЕХАНИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ, КВТ', 30X, F12.5/
* 'ОБЩИЕ ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ В МАШИНЕ, КВТ', 13X, F15.5/
* 'СУММА ПОТЕРЬ В ДВИГАТЕЛЕ, КВТ', 26X, F15.5/
* 'МОЩНОСТЬ ДВИГАТЕЛЯ ЧАСОВАЯ, КВТ', 23X, F15.5)
PRINT 1125, CPD1, PE, SKOLG, SK, SKOL, F20, EMMAX, PEMAХ, YK, FIS
1125 FORMAT ('К-Т ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ДВИГАТЕЛЯ', 24X, F8.5/
* 'ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ МОЩНОСТЬ, КВТ', 27X, F10.4/
* 'ОТНОСИТЕЛЬНОЕ СКОЛЬЖЕНИЕ', 28X, F11.8/
* 'SK', 6X, F11.8/
* 'SKOL', 5X, F11.8/
* 'ЧАСТОТА ЭДС В ОБМОТКЕ РОТОРА, ГЦ', 22X, F9.6/
* 'МАКСИМАЛЬНЫЙ МОМЕНТ НА ВАЛУ, КГС*М', 20X, F15.6/
* 'МАКСИМ. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ МОЩНОСТЬ ДВИГАТЕЛЯ, КВТ',
* 8X, F14.5/
* 'КРАТНОСТЬ МАКСИМАЛЬНОГО МОМЕНТА НА ВАЛУ', 11X, F10.5/
* 'ТОК СТАТОРА ФАЗНЫЙ', 33X, F9.3)
PRINT 1450, PPER, RPNK, BIZ, UIZ, SKCN, SKN, SDEL, SKR, SKSUM,
* YBOS, TPKK
1450 FORMAT ('//, 'PPER', 5X, F12.5/
* 'RPNK', 5X, F12.5/
* 'BIZ', 5X, F12.5/'UIZ', 5X, F12.5/
* 'SKCN', 5X, F12.5/'SKN', 5X, F12.5/
* 'SDEL', 4X, F12.5/'SKR', 5X, F12.5/
* 'SKSUM', 3X, F12.5/'YBOS', 5X, F12.5/
* 'TPKK', 5X, F12.5)
PRINT 1462, RNU1, R21, SKOLG, X1, X211
1462 FORMAT ('RNU1', 5X, F15.7/
* 'R21', 5X, F15.7/
* 'SKOLG', 5X, F10.7/
* 'X1', 5X, F15.7/
* 'X211', 5X, F15.7)
PRINT 1463, AA, BB, QMEDI
1463 FORMAT ('AA', 6X, F13.5/
* 'BB', 6X, F13.5/
* 'ПЕРЕГРЕВ МЕДИ ОБМОТКИ СТАТОРА, ГРАД. Ц.', 10X, F15.5)
800 CONTINUE
IF (NN.EQ.1) GOTO 98
NNN = 1
PRINT 5, F, V1, FIS, CPD1, COFI, F20, WW, QMEDI, XXI,
2 AM11, PEMAХ, EMMAX, YK
PRINT 10004, NN1, NN2, NN3, NN4
IF(V1.GE.VMAX) GOTO 98
F = F - 250.
GOTO 7
98 CONTINUE
END

```

```

DIMENSION T(50), NEW(50), T1(52), AR(2704)
1  FORMAT (I2)
   READ 1, M
   NN = M + 2
2  FORMAT(F4.0)
   READ 2, T(1)
   CALL PROG (T, NEW, T1, AR, M, NN)
   STOP
   END

SUBROUTINE PROG (T, NEW, T1, AR, M, NN)
REAL T(M), NEW(M), T1(NN), AR(NN, NN)
REAL N, LO, K1, LKL, K, LD, KK, LST
REAL NORMA, NORMA1
INTEGER AST
INTEGER R1(52), R2(52)
REAL NJU(11),
* RX(52, 1), TF(52, 1),
* ARH(300, 11), JN(11), ARHP(50), ARA(52, 53),
* OLD(50), TS(50), DELTA(50)
DIMENSION SE(32)
EQUIVALENCE (HM, SE(1)), (BM, SE(2)), (Q, SE(3)), (S, SE(4)),
* (F, SE(5)), (PZ, SE(6)), (PC, SE(7)), (AZ, SE(8)), (AK, SE(9)),
* (DK, SE(10)), (N, SE(11)), (Z, SE(12)),
* (D, SE(13)), (LO, SE(14)), (A, SE(15)),
* (K1, SE(16)), (BN, SE(17)), (LKL, SE(18)), (LST, SE(19)),
* (TB, SE(20)), (DLK, SE(21)), (DLL, SE(22)),
* (HKL, SE(23)), (HK, SE(24)), (HN, SE(25)), (DOP, SE(26))
DO 5 I = 1, 50
  T(I) = T(1)
5  OLD(I) = T(1)
80  FORMAT (11F4.0)
   READ 80, NJU
81  FORMAT (I2, 2F5.2, F6.2, F3.0/
* F5.1/2F5.0/2F4.0/3F4.0/
* F4.0, F5.3, F6.5/F3.1, F4.1/
* F4.2, F3.0, F9.4/2F3.1/3F3.0/F5.4)
   READ 81, M, HM, BM, Q, S,
* F, PZ, PC, AZ, AK, DK, N, Z,
* D, LO, A, K1, BN,
* LKL, LST, TB, DLK, DLL, HKL, HK, HN, DOP
82  FORMAT (2X, 7G14.5)
   PRINT 82, M, HM, BM, Q, S,
* F, PZ, PC, AZ, AK, DK, N, Z,

```

```

* D, LO, A, K1, BN,
* LKL, LST, TB, DLK, DLL, HKL, HK, HN, DOP
MM = M/2 + 1
NC = M + 2
DO 1 I = 1, NC
  DO 2 I1 = 1, NC
    ARA (I, I1) = 0.
2  AR (I, I1) = 0.
1  CONTINUE
310  FORMAT (I2, 3F10.5)
   READ 310, NUM, FMIN, FMAX, STEP
311  FORMAT (/ 'СНИМАЕТСЯ ЗАВИСИМОСТЬ ОТ ПЕРЕМЕННОЙ С
* ПАРАМЕТРАМИ' // 3X, 'NUM', 7X, 'FMIN', 10X, 'FMAX', 10X, 'STEP' //
* 4X, I2, 3(4X; F10.5))
   PRINT 311, NUM, FMIN, FMAX, STEP
   SE(NUM) = FMIN
   IT2 = 1
314  FORMAT (/ 4X, 'ПЕРЕМЕННАЯ', 6X, 'СРЕДНЕЕ', 4X, 'МАКСИМ',
* 5X, 'РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУР' /)
   PRINT 314
70  CONTINUE
84  FORMAT (F6.2)
   READ (1.84, ERR = 1000, END = 1000) KK
85  FORMAT (19X, 'KK', F6.2)
   PRINT 85, KK
   AST = 0
   IT = 1
100  CONTINUE
   DO 101 I = 1, M
319  FORMAT (2X, 'HA', I3, 'ИТЕРАЦИИ Т ОТРИЦАТЕЛЬНЫ')
   IF (T(I).LT.0.) PRINT 319, IT
   IF (T(I).LT.0.) GOTO 1000
101  CONTINUE
   Q = HM*5.82
   DO 200 I = 1, M
   SUM = 0.
   XI = .015*HM*SQRT(BM*F/((1.02 + .004*T(I))*BN*(1. + K1)))
   XIS = XI
   DO 11 L = 1, 11
   XI = XIS*SQRT(NJU(L))
   ARH (I, L) = XI
   FI = XI*(SINH(2.*XI) + SIN(2.*XI))/(COSH(2.*XI) - COS(2.*XI))
   ARH (I + M, L) = FI
   PS = 2.*XI*(SINH(XI) - SIN(XI))/(COS(XI) + COS(XI))
   ARH (I + 2*M, L) = PS
   XI = XI*M/S
   FI1 = XI*(SINH(2.*XI) + SIN(2.*XI))/(COSH(2.*XI) - COS(2.*XI))
   ARH(I + 3*M, L) = FI1

```



```

PS1 = 2.*XI*(SINH(XI)-SIN(XI))/COSH(XI) + COS(XI)
ARH(I + 4*M, L) = PS1
K = F1 + 1*(I - 1)*PS + F11 + ((.5*S)**2 - 1.)*PS1/3. - 1.
ARH(I + 5*M, L) = K
SUM = SUM + (JN(L)*2./M)**2*K
11 CONTINUE
DP = SUM*(1.02 + .004*T(I))/(114.*Q)
ARHP(I) = DP
200 CONTINUE
DPC = .5*PC/Z
DPZ = .5*PZ/Z
T1(I) = DPC
T1(NC) = DPZ
T2 = 0.
DO 4 I = 1, M
4 T2 = T2 + T(I)
T2 = T2/M
LD = L0 + A*T2
GSL = .25*LD*BM/DLK
GEL = .25*LD*BM/DLL
GMZ = 2.*HM*LD/(BN - BM)
GKL = ((AZ*BN/2000.))**(-1.) + (LKL*BN*.5/HKL)**(-1.))**(-1.)
GD = LD*BM/(BN - BM)
SK = .5*3.141592*DK*N*1./Z
GK = .001*AK*SK
BST = .5*3.141592*(D + 2.*HN + LST)/Z
GST = 30.*BST/LST
GZ = .001*AZ*(.5*(3.141592*D/Z - BN) + HK)
G1 = GK + GST + GD
G2 = GD + GEL + GMZ
G3 = 2.*GEL + GMZ
G4 = GEL + GMZ + GSL
G5 = GEL + GKL + GMZ
G6 = GZ + 8.*GMZ + GST
AR(1, 1) = G1
AR(1, 2) = -GD
AR(2, 1) = -GD
AR(2, 2) = G2
AR(2, 3) = -GEL
AR(1, NC) = -GST
AR(NC, 1) = -GST
AR(NC, NC) = G6
AR(NC - 1, NC - 1) = G5
AR(NC - 1, NC - 2) = -GEL
AR(MM + 1, MM + 2) = -GEL
AR(MM + 1, MM) = -GSL
AR(MM + 1, MM + 1) = G4
AR(MM, MM + 1) = -GSL

```

```

AR(MM, MM - 1) = -GEL
AR(MM, MM) = G4
I111 = M + 1
DO 6 I = 2, I111
AR(NC, I) = -GMZ
AR(I, NC) = -GMZ
6 CONTINUE
I111 = MM - 1
DO 7 IL = 3, I111
IM = IL + I111
AR(IL, IL) = G3
AR(IM, IM) = G3
AR(IL, IL - 1) = -GEL
AR(IL, IL + 1) = -GEL
AR(IM, IM - 1) = -GEL
AR(IM, IM + 1) = -GEL
7 CONTINUE
C УСКОРЕННОЕ ЗАПОМИНАНИЕ МАТРИЦЫ
DO 14 I = 1, NC
ARA(I, NC + 1) = T1(I)
14 ARA(I, NC) = AR(I, NC)
I111 = NC - 1
DO 15 I = 1, I111
ARA(NC, I) = AR(NC, I)
ARA(I, I) = AR(I, I)
ARA(I + 1, I) = AR(I + 1, I)
15 ARA(I, I + 1) = AR(I, I + 1)
CALL SIMQ(AR, T1, NC, KS)
DO 8 I = 1, M
8 TS(I) = T1(I + 1) + TB
DO 9 I = 1, M
9 DELTA(I) = ABS(TS(I) - T(I))/T(I)
DMAX = 0.
DO 10 I = 1, M
IF (DELTA(I).GT.DMAX) DMAX = DELTA(I)
10 CONTINUE
IF(DMAX.LT.DOP.AND.IT2.LE.1) GOTO 50
IF(DMAX.LT.DOP.AND.IT2.GT.1) GOTO 300
IF(IT.GT.50) GOTO 70
C БЛОК ПЕЧАТИ
IF(IT.NE.1) GOTO 51
IF(IT2.NE.1) GOTO 51
50 CONTINUE
803 CONTINUE
21 FORMAT(50X, 5(/10(' ', E9.4)))
22 FORMAT(' ', 'NJU', 2X, 11F10.0)
PRINT 22, NJU
23 FORMAT(' ', 'JN', 3X, 11F10.1)

```

```

PRINT 23, JN
I7 = 0
DO 110 I4 = 1, 6
24 FORMAT (/ 'XI' / 6X, 'I')
25 FORMAT ('FI' / 6X, 'I')
26 FORMAT ('PS' / 6X, 'I')
27 FORMAT ('FI1' / 6X, 'I')
28 FORMAT ('PS1' / 6X, 'I')
29 FORMAT ('K' / 6X, 'I')
IF (I4.EQ.1) PRINT 24
IF (I4.EQ.2) PRINT 25
IF (I4.EQ.3) PRINT 26
IF (I4.EQ.4) PRINT 27
IF (I4.EQ.5) PRINT 28
IF (I4.EQ.6) PRINT 29
DO 111 I5 = 1, M
I7 = I7 + 1
30 FORMAT (4X, I2, ' ', 11(2X, F8.4))
PRINT 30, I5, (ARH(I7, I), I = 1, 11)
111 CONTINUE
31 FORMAT (/)
PRINT 31
110 CONTINUE
32 FORMAT (3X, 'I          DP')
PRINT 32
DO 112 I7 = 1, M
33 FORMAT (2X, I2, 2X, F8.4)
PRINT 33, I7, ARHF (I7)
112 CONTINUE
34 FORMAT (/ 4X, 'GK', 11X, 'GST', 10X, 'GD', 11X, 'GEL', 10X,
* 'GMZ', 10X, 'GSL', 10X, 'GKL')
PRINT 34
35 FORMAT (' ', 7(F8.4, 5X))
PRINT 35, GK, GST, GD, GEL, GMZ, GSL, GKL
36 FORMAT (/ 48X, 'МАТРИЦА', 50X, 'ПРАВАЯ ЧАСТЬ')
PRINT 36
DO 113 I = 1, NC
37 FORMAT (2X, 10(F9.4, ' ') / 2X, 10(F9.4, ' '))
38 FORMAT (' + ', 104X, F9.4)
PRINT 37, (ARA(I, I4), I4 = 1, NC)
PRINT 38, ARA(I, NC + 1)
113 CONTINUE
39 FORMAT (70X, 'KS', I1)
PRINT 39, KS
40 FORMAT (10X, 'РЕШЕНИЕ', 12X, 'СКОРРЕКТ', 14X, 'T')
* 10X, 'СИСТЕМЫ', 16X, 'T')
PRINT 40
41 FORMAT (9X, E10.4)

```

```

PRINT 41, T1(I)
TM = 0.
DO 114 I = 1, M
42 FORMAT (9X, 3(F9.4, 11X))
PRINT 42, T1(I + 1), TS(I), T(I)
TM = TM + T(I)
114 CONTINUE
PRINT 41, T1(NC)
TM = TM / M
62 FORMAT ('+', 60X, 'СРЕДНЕЕ ЗНАЧЕНИЕ T', F8.4)
PRINT 62, TM
IF (IT.EQ.1) GOTO 51
300 CONTINUE
C RESTART
IF (SE(NUM).GE.FMAX.AND.STEP.GT.0.) GOTO 1000
IF (SE(NUM).LE.FMAX.AND.STEP.LT.0.) GOTO 1000
IT = 1
IT2 = IT2 + 1
C VARIATION (PRINT)
TMAX = 0.
TM = 0.
DIS = 0.
DO 302 I = 1, M
DIS = DIS + ARA(I + 1, NC + 1)
TM = TM + T(I)
IF (TMAX.LT.T(I)) TMAX = T(I)
302 CONTINUE
TM = TM / M
312 FORMAT (4X, F10.5, 5X, F8.4, 2X, F8.4, 5X, 6F10.4)
313 FORMAT (42X, 6F10.4)
MF = M
IF (M.GT.6) MF = 6
PRINT 312, SE(NUM), TM, TMAX, (T(I), I = 1, MF)
IF (M.GT.6) PRINT 313, (T(I), I = 7, M)
320 FORMAT (2X, 'СУММА ПОТЕРЬ', F8.4, 'ПОТЕРИ', 10F8.4)
321 FORMAT (35X, 10F8.4)
NCF = NC
IF (NC.GT.10) NCF = 10
PRINT 320, DIS, (ARA(I, NC + 1), I = 1, NCF)
IF (NC.GT.10) PRINT 321, (ARA(I, NC + 1), I = 11, NC)
SE(NUM) = SE(NUM) + STEP
GOTO 100
51 CONTINUE
C СДВИГ ПО ЦИКЛУ
DO 13 I = 1, M
NEW(I) = T(I) + (TS(I) - T(I)) * KK
OLD(I) = T(I)
T(I) = NEW(I)
13 CONTINUE

```

```

      IT = IT + 1
      GOTO 100
1000  CONTINUE
      DO 999 I = 1, 100
      READ (1,84, ERR = 1000, END = 1001)KK
      999  CONTINUE
1001  CONTINUE
      RETURN
      END

```

```

SUBROUTINE FUNK (A, B, XY, K, G)
DOUBLE PRECISION G, XY, A(K), B(K)
IF(XY.GT.A(1)) GO TO 1
G = B(1)
GOTO 16
1  IF(XY.LE.A(K)) GOTO 2
G = B(K)
GOTO 16
2  DO 15 I = 1, K
  IF(XY - A(I + 1))14, 13, 15
13  G = B(I + 1)
  GO TO 16
14  G = B(I) + (XY - A(I))*(B(I + 1) - B(I))/(A(I + 1) - A(I))
  GO TO 16
15  CONTINUE
16  RETURN
      END

```

REAL KOMP
REAL*8

- * LP, IA, LPO, IAR, KI, LPRM, LAM, KIW, NA, N, LA1,
- * KD, KSO, LS, LM, LD, LMD, KSD, KDD, K1, KS, LA, IAP, KV
- COMPLEX
- * ZB11, XLB2, D1E, ETP1, ETP2, EKP1, XLS1
- DOUBLE PRECISION
- * BAA, BZ1, BZK, BBM, BSS, BH, VA, ERR, BBK, FK,
- * FBD, WA, FDB, FMG, BMG, C, G, MN11, MN12, G1, C1, RB,
- * XLS, XLH, RS1, RS, RS2, RBG, ZJ1,
- * ZP, ZPO, FH, A11, B11, A12, B12, A13, B13.

К приложению 6

- * X0, Y0, X1, Y1, PI, PAL1, G2
- * , EN, ENR, ER, EF, BET, BETM, BA, BZ, BKO, BGP,
- * BI, SA, SZ, SKO, SGP, P, AP, WS, DA, HZ, TAV, AI,
- * DG, T, A, A1, AS, ASI, BS, WW, RW, BM, HMM, BB, HB,
- * WKO, ZKO, BPKO, HKO, WD, BD, BMD, BST, HD, D1, BK,
- * DPRH, DPRM, DEL1, DEL2, ALF, DEL,
- * CI(15), B(15), PSI(15), AMN(25), BN(25), OMN(25),
- * PSA(25), PS(25), PBA(15), BAM(15), FI(15)
- * , XLB1, P1A
- COMPLEX*16
- * DEM, MN1, DE, ZO, ETP,
- * ZMA, FKP, MN2, FKP, ZSH, L, K, ZMM, M, FFBP, ZMZ, ZOK,
- * ZZA, ZMSK, ZSHT, ZA, Z, ZB, ZG, ZS2, ZJ2, ZSS, RJ2, IBP,
- * ZJ, FBP, ZBS, CGC, KA, KGP, KDP, KO, SR
- DATA
- * B/4, .5, .6, .7, .8, .9, 1., 1.1, 1.2, 1.3, 1.4, 1.5, 1.6, 1.7, 2./,
- * CI/.39E + 7, .4E + 7, .41E + 7, .42E + 7, .44E + 7, .46E + 7,
- * .48E + 7, .515E + 7, .56E + 7, .625E + 7, .7E + 7, .8E + 7, .93E + 7, .11E +
- * 8, .18E + 8/,
- * PSI/.9599, .9477, .9425, .9425, .9396, .925, .9076,
- * .8988, .8727, .8552, .8465, .829, .8203, .8029, .8029/,
- * AMN/2.65E - 4, 2.65E - 4, 2.6E - 4, 2.55E - 4, 2.45E - 4, 2.35E - 4,
- * 2.3E - 4, 2.15E - 4, .2E - 3, 1.85E - 4, 1.65E - 4, 1.4E - 4, 1.25E - 4,
- * 1.05E - 4, .9E - 4, .65E - 4, .5E - 4, .35E - 4, .27E - 4, .2E - 4,
- * .15E - 4, .13E - 4, .1E - 4, 2*0./,
- * BN/0., .1, .2, .3, .4, .5, .6, .7, .8, .9, 1., 1.1, 1.2,
- * 1.3, 1.4, 1.5, 1.6, 1.7, 1.8, 1.9, 2., 2.1, 2.2, 2.3, 2.4/,
- * OMN/5.6E - 4, 5.6E - 4, .55E - 3, .535E - 3, .525E - 3, .505E - 3,
- * .48E - 3, .45E - 3, .42E - 3, .375E - 3, .315E - 3, .24E - 3, .175E - 3,
- * .12E - 3, .8E - 4, .5E - 4, .3E - 4, .206E - 4, .144E - 4, .94E - 5,
- * .66E - 5, .52E - 5, .44E - 5, .38E - 5, .35E - 5/,
- * PSA/.3491, .3491, .3431, .3374, 3*.3316, .3229, .3142, .3054,
- * .2967, .2793, .2531, .2269, .192, .1571, .1222, .0872, .0698,
- * .0523, .0436, .0349, .0320, .0174, .0087/,
- * PS/2*.2618, 3*.2583, .2566, .2531, .2461, .2391, .2269,
- * .2182, .2007, .1798, .1536, .1152, .0873, .0611, .0436, .0262,
- * .0175, .0122, .007, .00524, .00262, 0./,
- * PBA/2*.56, .6, .64, .66, .72, .76, .78, .82, .85, .88, .9, .935,
- * .95, .965/, DAM/0, .6, .7, .8, .9, 1., 1.1, 1.2, 1.3, 1.4, 1.5,
- * 1.6, 1.7, 1.8, 1.9/, FI/2*.4363, .4276, .4189, .4102, .3927,
- * .384, .3491, .3142, .2793, .2269, .1745, .1484, .1047, .0873/
- PI = 3.141592653589D0.
- READ 1,
- * WOSB, IA, IAR, KI, EN, ENR, ER, EF, BET, BETM, BA, BZ,
- * BKO, BGP, BI, SA, SZ, SKO, SGP, KA, KGP, KDP, KO, P, AP,
- * WS, DA, LA, N, HZ, LA1, TAV, AI, DG, KD, T, OCT, A, A1, AS,
- * ASI, LS, BS, KSO, GP, WW, RW, BM, LM, HMM, KOMP, BB, HB,
- * WKO, ZKO, BPKO, HKO, SR, DP, WD, LD, BD, LMD, BMD, BST,

```

* HD, KSD, D1, KDD, K1, BK, KS, DKP, LP, LPO, PR, DPRH,
* DPRM, LPRM, LAM, XLS, DEL1, DEL2, POWER, ALF, KIW, DEL
PRINT 2
PRINT 3,
* WOSB, IA, IAR, KI, EN, ENR, ER, EF, BET, BETM, BA, BZ,
* BKO, BGP, BI, SA, SZ, SKO, SGP, KA, KGP, KDP, KO, P, AP,
* WS, DA, LA, N, HZ, LA1, TAV, AI, DG, KD, T, OCT, A, AI, AS,
* AS1, LS, BS, KSO, GP, WW, RW, BM, LM, HMM, KOMP, BB, HB,
* WKO, ZKO, BPKO, HKO, DP, WD, LD, BD, LMD, BMD, BST,
* HD, KSD, D1, KDD, K1, BK, KS, DKP, LP, LPO, PR, DPRH,
* DPRM, LPRM, LAM, XLS, DEL1, DEL2, POWER, ALF, KIW, DEL, SR
ALF = ALF*PI/180.D0
DEL = DEL*PI/180.D0
PRINT 4
IF(WOSB.EQ.1.) GO TO 11
PRINT 22
22 FORMAT (/ 'ВОЗБУЖДЕНИЕ НЕЗАВИСИМОЕ')
GOTO 9
11 PRINT 44
44 FORMAT (/ 'ВОЗБУЖДЕНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ')
9 KV = EN/ENR
BAA = BA*KV
BZ1 = BZ*KV
IF(KOMP.EQ.1.) BZK = BKO*KV
BBM = BGP*KV
IF(KOMP.EQ.1.) BSS = BBM*BM/BB
BH = BI*KV
VA = PI*DA*ENR/6.0D1
ERR = ER*IAR*ENR/(IA*EN)
BBK = ERR/(2.*LD*VA)
FK = BBK*LD*(BD + 2.*D1)
FBD = BBK*D1*KDD*K1/(.4D - 6*PI)
WA = N*(1. - BK/(2*TAV))/(8. * AP*P)
FDB = ((WA - WKO)*IAR + FBD) * (LP + LPO)
FMG = FK + .82*FDB
BMG = FMG/(LMD*BMD*KSD)
PAL1 = 1.0D0 + PI*A/(BM + LM)
IF(OCT.EQ.2.) GOTO 5
IF(OCT.EQ.1.) GOTO 6
5 CALL FUNK(B, CI, BII, 15, G)
CALL FUNK(B, PSI, BII, 15, G)
CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
Z0 = DLOG(PAL1)*O*CDEXP(CGC)/(2.D0*PI)
IF(OCT.NE.2.) GOTO 7
ZMA = Z0
6 CALL FUNK(BN, OMN, BII, 25, MN11)
CALL FUNK(BN, PS, BII, 25, G)
G = -G

```

```

CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
MN1 = MN11*CDEXP(CGC)
Z0 = KO*AS/(2.*MN1*BS*LS*KSO)
IF(OCT.NE.2.) GOTO 7
ZSH = Z0
Z0 = ZMA*ZSH/(ZMA + ZSH)
7 IF (GP.EQ.0.) GOTO 12
IF (GP.EQ.1.) GOTO 13
CALL FUNK(B, CI, BBM, 15, C1)
CALL FUNK(B, PSI, BBM, 15, G1)
CGC = DCMPLX(0.0D0, G1)
ZMM = .35D0*C1*IHM*CDEXP(CGC)/(2.0D0*(LM + BM))
GOTO 14
12 CALL FUNK(BN, OMN, BBM, 25, MN12)
CALL FUNK(BN, PS, BBM, 25, G2)
GOTO 15
13 CALL FUNK(BN, AMN, BBM, 25, MN12)
CALL FUNK(BN, PSA, BBM, 25, G2)
15 G2 = -G2
CGC = DCMPLX(0.0D0, G2)
MN2 = MN12*CDEXP(CGC)
ZMM = KGP*IHM/(MN2*SGP)
14 IF(KOMP.EQ.1.) GOTO 16
ZMZ = .0D0
GOTO 17
16 IF(GP.EQ.0.) GOTO 18
IF(GP.EQ.1.) GOTO 19
CALL FUNK(B, CI, BZK, 15, C)
CALL FUNK(B, PSI, BZK, 15, G)
CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
ZMZ = .35D0*C*HKO*CDEXP(CGC)/(2.D0*(TAV*AI - ZKO*BPKO + LM))
GOTO 17
18 CALL FUNK(BN, OMN, BZK, 25, MN11)
CALL FUNK(BN, PS, BZK, 25, G)
GOTO 20
19 CALL FUNK(BN, AMN, BZK, 25, MN11)
CALL FUNK(BN, PSA, BZK, 25, G)
20 G = -G
CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
MN1 = MN11*CDEXP(CGC)
ZMZ = KGP*HKO/(MN1*SKO)
17 RB = T*10.**6*2.*DG*KD/((LA + LM)*.4*PI*TAV*AI)
CALL FUNK(BN, PS, BZ1, 25, G)
CALL FUNK(BN, OMN, BZ1, 25, MN11)
G = -G
CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
MN1 = MN11*CDEXP(CGC)
ZZA = KA*HZ/(MN1*SZ)

```



```

CALL FUNK(BN, OMN, BAA, 25, MN11)
CALL FUNK(BN, PS, BAA, 25, G)
G = -G
CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
MN1 = MN11*CDEXP(CGC)
ZA = .5D0*KA*LA1/(MN1*SA)
Z = Z0 + SR*(ZMM + ZMZ) + RB + ZZA + ZA
G = 2.D0*PI*EF
ZB = DCMPLX(0.D0, G)*WW*WW*2.D0*P/Z + RW
ZB11 = ZB
XLB = AIMAG(ZB11)
PRINT 30, Z0, ZMM, ZMZ, RB, ZZA, ZA, Z, ZB, XLB
NN = 0
XLB1 = XLB
53 IF(XLS.GT.0)GO TO 23
RS = BETM*RW/(1.D0 - BETM)
ZSS = DCMPLX(RS, 0.D0)
GOTO 24
23 XLH = DEL1*XLB1
RS1 = BET*RW/(1.D0 - BET)
RS = BETM*RW/(1.D0 - BETM)
RS2 = RS*RS1/(RS1 - RS)
ZS2 = RS2 + DCMPLX(0.D0, XLH)
ZSS = ZS2*RS1/(ZS2 + RS1)
24 IAP = KI*IAR
IF(WOSB.LT.1.) GO TO 25
IBP = IAP*ZSS/(ZB + ZSS)
GO TO 26
25 G = -ALF
CGC = DCMPLX(0.D0, G)
IBP = IAR*BETM*KIW*CDEXP(CGC)
26 FBP = IBP*WW
FFBP = FBP/Z
IF(NN.NE.0)GO TO 27
PAL1 = 1.D0 + PI*A1/(LMD + BMD)
IF(OCT.EQ.2.) GOTO 28
IF(OCT.EQ.1.) GO TO 29
28 CALL FUNK(B, CI, BII, 15, C)
CALL FUNK(B, PSI, BII, 15, G)
CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
Z0K = DLOG(PAL1)*C*CDEXP(CGC)/(2.D0*PI)
IF(OCT.NE.2.) GO TO 31
ZMSK = Z0K
29 CALL FUNK(BN, OMN, BII, 25, MN11)
CALL FUNK(BN, PS, BII, 25, G)
G = -G
CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
MN1 = MN11*CDEXP(CGC)

```

```

Z0K = KO*AS1/(2.D0*MN1*BS*LS*KSO)
IF(OCT.NE.2.) GO TO 31
ZSHT = Z0K
Z0K = ZMSK*ZSHT/(ZMSK + ZSHT)
31 IF(DP.EQ.0.) GO TO 32
IF(DP.EQ.1.) GO TO 33
CALL FUNK(B, CI, BMG, 15, C)
CALL FUNK(B, PSI, BMG, 15, G)
CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
ZG = .5D0*KS*C*HD*CDEXP(CGC)/(LMD + BMD)
IF(DP.EQ.2.) GO TO 34
GOTO 35
32 CALL FUNK(BN, OMN, BMG, 25, MN11)
CALL FUNK(BN, PS, BMG, 25, G)
GO TO 36
33 CALL FUNK(BN, AMN, BMG, 25, MN11)
CALL FUNK(BN, PSA, BMG, 25, G)
36 G = -G
CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
MN1 = MN11*CDEXP(CGC)
ZG = KS*KDP*HD/(MN1*(BMD - BST)*LMD*KSD)
GO TO 35
34 ZG = .35D0*ZG
35 RBG = D1*KDD/(.4D - 6*PI*(BD + 2.D0*D1)*(LMD + 2.D0*D1))
ZJ1 = 28.3D4/(LMD + BMD)
RJ1 = ZJ1
PAL1 = .8D - 6*PI*PI*EF*LAM
G = PI/4.D0
CGC = DCMPLX(0.D0, G)
IF(PR.EQ.0.) GO TO 37
IF(PR.EQ.1.) GO TO 38
ZJ2 = 1.D0/(0.4D - 6*PI)*(DPRH/(LMD*BMD) + DPRM/
* (2.D0*LPRM)*DSQRT(PAL1)*CDEXP(CGC))
GO TO 39
37 ZJ2 = DPRH/(0.4D - 6*PI*LMD*BMD)
RJ2 = ZJ2
GO TO 39
38 ZJ2 = DPRM/(.8D - 6*PI*LPRM)*DSQRT(PAL1)*CDEXP(CGC)
39 ZJ = ZJ1*ZJ2/(ZJ1 + ZJ2)
ZP = 1.D0/LP
IF(DKP.EQ.1.)ZP0 = 1.D0/LPO
IF(KOMPEQ.1)GO TO 40
ZBS = 0.D0
GO TO 41
40 IF(GP.EQ.2.) GO TO 42
IF(GP.EQ.1.)GO TO 43
CALL FUNK(BN, OMN, BSS, 25, MN11)
CALL FUNK(BN, PSA, BSS, 25, G)

```

```

GO TO 45
43 CALL FUNK(BN, AMN, BSS, 25, MN11)
   CALL FUNK(BN, PSA, BSS, 25, G)
45 G = -G
   CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
   MN1 = MN11*CDEXP(CGC)
   ZBS = KGP*BB/(2.0D0*MN1*LM*HB*KSD)
   GO TO 41
42 CALL FUNK(B, CI, BSS, 15, C)
   CALL FUNK(B, PSI, BSS, 15, G)
   CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
   ZBS = .35D0*C*BB*CDEXP(CGC)/(4.0D0*(LM + HB))
41 IF(KOMP.EQ.0)GO TO 46
   K = 0.0D0
   GO TO 47
46 CALL FUNK(BAM, PBA, BBM, 15, P1A)
   CALL FUNK(BAM, FI, BBM, 15, FII)
   CGC = DCMPLX(0.0D0, FII)
   K = P1A*AI*CDEXP(CGC)
47 IF(DKP.EQ.1.) GO TO 48
   M = 0.0D0
   L = (Z0K + ZG + ZJ)/(ZP + ZBS)
   GO TO 49
48 M = (ZG + ZJ)/(ZG + ZJ + ZP0)
   L = (Z0K + M*ZP0)/(ZP + ZBS)
49 IF(KOMP.EQ.1.)GO TO 51
   FKP = (WA*(1.0D0 + (1.0D0 - K)*L) - WD*(1.0D0 - M))*IAP/(L*(ZP + RBG)
   * + RBG)
   GO TO 52
51 FKP = ((WA - WKO)*(1.0D0 + L) - WD*(1.0D0 - M))*IAP/(L*(ZBS + ZP
   * + RBG) + RBG)
52 ERP = KI*ERR
   EKP = 2.0D0*WS*VA/(BD + 2.0D0*D1)*FKP
27 G = 2.0D0*PI*EF*WS
   G = -G
   ETP = DCMPLX(0.0D0, G)*FFBP
   DE = ETP + EKP + ERP
   D1E = DE
   D2E = AIMAG(D1E)
   D3E = REAL(D1E)
   Z11 = SQRT(D2E*D2E + D3E*D3E)
   Z12 = D3E/Z11
   Z12 = ARCOS(Z12)
   Z12 = Z12*180./3.14159
   IF(NN.NE.0) GO TO 54
   ETP1 = ETP
   PRINT 70, Z0K, ZG, RBG, ZJ1, ZJ2, ZJ, ZP
   IF(DKP.EQ.1) PRINT 71, ZP0

```

```

PRINT 72, ZBS, K, FKP, ERP, EKP
IF(XLS.EQ.1.)PRINT 73, DEL1, XLH, RS1, RS, RS2, ZS2
IF(WOSB.EQ.1.)PRINT 76, ZSS, IAP
PRINT 74, IBP, FBP, FFBP, ETP, DE, Z11, Z12
IF(XLS.NE.1.)GO TO 62
NN = NN + 1
DEL1 = DEL2
GO TO 53
54 IF(XLS.EQ.1)PRINT 75, DEL2, XLH, RS1, RS, RS2, ZS2
IF(WOSB.EQ.1.)PRINT 76, ZSS, IAP
PRINT 74, IBP, FBP, FFBP, ETP, DE, Z11, Z12
ETP2 = ETP
62 IF(WOSB.EQ.1.)GO TO 56
IF(POWER. EQ.1.)GO TO 60
ALF = 0.0D0
58 G = -ALF
   CGC = DCMPLX(0.0D0, G)
   IBP = IAR*BETM*KIW*CDEXP(CGC)
   FBP = IBP*WW
   FFBP = FBP/Z
   G = 2.0D0*PI*EF*WS
   G = -G
   ETP = DCMPLX(0.0D0,G)*FFBP
   DE = ETP + EKP + ERP
   D1E = DE
   D2E = AIMAG(D1E)
   D3E = REAL(D1E)
   Z11 = SQRT(D2E*D2E + D3E*D3E)
   Z12 = D2E/Z11
   Z12 = ARCOS(Z12)
   Z12 = Z12*180./3.14159
   G = ALF*180./3.14159
   IF(D3E.NE.0. .AND.D2E.GT.0.)GO TO 85
   IF(D3E.NE.0. .AND.D2E.LT.0.)Z12 = 360. - Z12
85 PRINT 57, G, ETP, DE, Z11, Z12
   IF(ALF.GT.6.28318) GOTO 60
   ALF = ALF + DEL
   GOTO 58
56 IF(XLS.EQ.0.) GO TO 60
   EKP1 = EKP
   A11 = AIMAG(EKP1)
   G2 = REAL(EKP1)
   B11 = ERP + G2
   C = AIMAG(ETP1)
   A12 = A11 + C
   G = REAL(ETP1)
   B12 = ERP + G2 + G
   C1 = AIMAG(ETP2)

```

```

A13 = A11 + C1
G1 = REAL(ETP2)
B13 = ERP + G2 + G1
X0 = ((B12 - B11)*(B13 - B11)*(B12 - B13)/2.D0 + (B13 - B11)*(A12
* + A11)*(A12 - A11)/2.D0 - (B12 - B11)*(A13 - A11)*(A13 + A11)/
* 2.D0)/((B13 - B11)
* (A12 - A11) - (B12 - B11)*(A13 - A11))
Y0 = (B13 + B11)/2.D0 - (A13 - A11)*(X0 - (A13 + A11)/2.D0)/(B13 -
* B11)
X1 = X0*(1.D0 - DSQRT(((Y0 - B11)**2 + (X0 - A11)**2)/(X0**2 +
* + Y0**2)))
Y1 = Y0/X0*X1
DEM = DCMLPX(Y1, X1)
PRINT 61, X0, Y0
1  FORMAT (4F20.10)
2  FORMAT(/'РАСЧЕТ НЕБАЛАНСНЫХ ЭДС'/
* 'ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ.'/)
3  FORMAT (T9, 'WOSB'/F20.10/T12, 'IA', T31, 'IAR',
* T52, 'KI', T72, 'EN',
* T91, 'ENR', T112, 'ER'/6F20.10/T12, 'EF', T31, 'BET',
* T49, 'BETM', T71, 'BA', T91, 'BZ', T110, 'BKO'/6F20.10/
* T10, 'BGP', T31, 'BI', T51, 'SA', T71, 'SZ', T90,
* 'SKO', T110, 'SGP'/6F20.10/
* T20, 'KA', T60, 'KGP', T100, 'KDP'/6F20.10/
* T20, 'KO', T50, 'P', T70, 'AP', T90, 'WS',
* T110, 'DA',/6F20.10/T10, 'LA', T31, 'N'/2F20.10/
* T10, 'HZ', T30, 'LA1', T50, 'TAV', T70, 'AI', T90, 'DG'/
* 5F20.10/T10, 'KD', T31, 'T', T50, 'OCT', T71,
* 'A', T90, 'A1', T110, 'AS'/6F20.10/T10, 'AS1',
* T30, 'LS', T50, 'BS', T70, 'KSO', T90, 'GP',
* T110, 'WW'/6F20.10/T10, 'RW', T30, 'BM', T50,
* 'LM', T70, 'HMM', T89, 'KOMP', T110, 'BB'/
* 6F20.10/T10, 'HB', T30, 'WKO', T50, 'ZKO', T69,
* 'BPKO', T90, 'HKO'/5F20.10/T10,
* 'DP', T30, 'WD', T50, 'LD', T70, 'BD', T90,
* 'LMD', T110, 'BMD'/6F20.10/T10, 'BST', T30,
* 'HD', T50, 'KSD', T70, 'D1', T90, 'KDD', T110,
* 'K1'/6F20.10/T10, 'BK', T30, 'KS', T50, 'DKP',
* T70, 'LP', T90, 'LPO', T110, 'PR'/6F20.10/T9,
* 'DPRH', T29, 'DPRM', T49, 'LPRM', T70, 'LAM',
* T90, 'XLS', T109, 'DEL1'/6F20.10/T9, 'DEL2',
* T28, 'POWER', T50, 'ALF', T70, 'KIW', T90, 'DEL'/
* 5F20.10/T20, 'SR'/2F20.10/)
4  FORMAT (/ 'РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА')
30  FORMAT (/
* T70, 'ДЕЙСТВИТЕЛЬНАЯ ЧАСТЬ  МНИМАЯ ЧАСТЬ'/
* 'Z0 МАГН. СОПРОТ. ОСТОВА ПОТОКУ Г. П., А/ВБ', T70, 2F20.8/
* 'ZMM МАГН. СОПРОТ. СЕРДЕЧНИКА Г. П., А/ВБ', T70, 2F20.8/

```

```

* 'ZMZ МАГН. СОПРОТ. ЗУБЦОВОЙ ЗОНЫ К. О., А/ВБ', T70, 2F20.8/
* 'RV МАГН. СОПРОТ. ВОЗД. ЗАЗОРА ПОД Г. П., А/ВБ', T70, 2F20.8/
* 'ZZA МАГН. СОПРОТ. ЗУБЦОВОЙ ЗОНЫ ЯКОРЯ, А/ВБ', T70, 2F20.8/
* 'ZA МАГН. СОПРОТ. СПИНКИ ЯКОРЯ, А/ВБ', T70, 2F20.8/
* 'Z ПОЛНОЕ МАГН. СОПРОТИВЛЕНИЕ, А/ВБ', F70, 2F20.8/
* 'ZB ПОЛНОЕ ЭЛЕКТР. СОПРОТИВЛЕНИЕ, ОМ', T70, 2F20.8/
* 'XLB ИНД. СОПРОТ. ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ, ОМ', T70, 2F20.8)
70  FORMAT (
* 'ZOK МАГН. СОПРОТ. ОСТОВА КОММУТ. ПОТОКУ, А/ВБ', T70, 2F20.8/
* 'ZG МАГН. СОПРОТ. СЕРДЕЧНИКА Д. П., А/ВБ', T70, 2F20.8/
* 'RBG МАГН. СОПРОТ. ВОЗД. ЗАЗОРА ПОД Д. П., А/ВБ', T70, 2F20.8/
* 'ZJ1 МАГН. СОПРОТ. ДЛЯ БОКОВОГО ПОТОКА, А/ВБ', T70, 2F20.8/
* 'ZJ2 МАГН. СОПРОТ. НЕМАГН. ПРОКЛАДКИ, А/ВБ', T70, 2F20.8/
* 'ZJ ПОЛНОЕ СОПРОТ. ВТОРОГО ЗАЗОРА, А/ВБ', T70, 2F20.8/
* 'ZP МАГН. СОПРОТ. РАССЕЯНИЯ НА БАШМАК Г. П., А/ВБ', T70, 2F20.8)
71  FORMAT (
* 'ZPO МАГН. СОПРОТ. РАССЕЯНИЯ НА ОСТОВ, А/ВБ', T70, 2F20.8)
72  FORMAT (
* 'ZBS МАГ. СОПРОТ. ВЕРХНЕГО ПОЯСА БАШ'АКА Г. П., А/ВБ ',
* T70, 2F20.8/
* 'K КОЭФФ. ПАДЕНИЯ МАГН. НАПРЯЖ. В БАШМАКЕ Г. П. ', T70,
* 2F20.8//
* 'FKP ПЕРЕМ. СОСТАВЛ. КОММУТ. ПОТОКА. ВБ ', T70, 2F20.8//
* 'ERP ПЕРЕМ. СОСТАВЛ. РЕАКТИВНОЙ Э. Д. С., В', T70, 2F20.8//
* 'EKP ПЕРЕМ. СОСТАВЛ. КОММУТИРУЮЩЕЙ Э. Д. С. В', T70, 2F20.8/)
73  FORMAT (
* 'DEL1 ОТНОШЕНИЕ ИНДУКТ. ШУНТА К ИНДУКТ. ОБМОТКИ ВОЗБ.',
* T70, 2F20.8/
* 'XLI ИНДУКТ. СОПРОТ. РЕГУЛИР. ШУНТИР. ЦЕПИ, ОМ', T70, 2F20.8/
* 'RS1 ПОСТ. АКТ. ШУНТИР. СОПРОТИВЛЕНИЕ, ОМ', T70, 2F20.8/
* 'RS ЭКВИВ. АКТ. СОПРОТ. ВСЕЙ ШУНТИР. ЦЕПИ, ОМ', T70, 2F20.8/
* 'RS2 АКТ. СОПРОТ. РЕГУЛИР. ШУНТИР. ЦЕПИ, ОМ', T70, 2F20.8/
* 'ZS2 ПОЛНОЕ СОПРОТ. РЕГУЛИР. ШУНТИР. ЦЕПИ, ОМ', T70, 2F20.8)
74  FORMAT (
* 'IBP ПЕРЕМ. СОСТАВЛ. ТОКА ВОЗБУЖДЕНИЯ, А', T70, 2F20.8/
* 'FBR ПЕРЕМ. СОСТАВЛ. Н. С. ВОЗБУЖДЕНИЯ Г. П., А ', T70, 2F20.8/
* 'FFBR ПЕРЕМ. СОСТАВЛ. ПОТОКА Г. П., ВБ ', T70, 2F20.8//
* 'ETP ТРАНСФОРМАТОРНАЯ Э. Д. С., В', T70, 2F20.8//
* 'DE НЕБАЛАНСНАЯ Э. Д. С., В', T70, 2F20.8/
* 'T60, 'МОДУЛЬ ', T70, 2F20.8/T59 ' АРГУМЕНТ ', T70, 2F20.8/)
76  FORMAT (
* 'ZSS ПОЛНОЕ СОПРОТ. ВСЕЙ ШУНТИР. ЦЕПИ, ОМ', T70, 2F20.8/
* 'IAP ПЕРЕМ. СОСТАВЛ. ТОКА ЯКОРЯ, А', T70, 2F20.8)
75  FORMAT (
* 'DEL2 ОТНОШЕНИЕ ИНДУКТ. ШУНТА К ИНДУКТ. ОБМОТКИ БОЗБ.',
* T70, 2F20.8/
* 'XLI ИНДУКТ. СОПРОТ. РЕГУЛИР. ШУНТИР. ЦЕПИ, ОМ ', T70, 2F20.8/
* 'RS1 ПОСТ. АКТ. ШУНТИР. СОПРОТИВЛЕНИЕ, ОМ', T70, 2F20.8/

```

```

* 'RS ЭКВИВ. АКТ. СОПРОТ. ВСЕЙ ШУНТИР. ЦЕПИ, ОМ', T70, F20.8/
* 'RS2 АКТ. СОПРОТ. РЕГУЛИР. ШУНТИР. ЦЕПИ, ОМ', T70, F20.8/
* 'ZS2 ПОЛНОЕ СОПРОТ. РЕГУЛИР. ШУНТИР. ЦЕПИ, ОМ', T70, F20.8/
57 FORMAT (
* 'ALF УГОЛ СДВИГА МЕЖДУ ПЕРЕМ. СОСТ. ТОКА ЯКОРЯ И ТОКА
* ВОЗБ., ГР', T70, F20.8/
* 'ЕТР ТРАНСФОРМАТОРНАЯ Э. Д. С., В', T70, F20.8/
* 'DE НЕБАЛАНСНАЯ Э. Д. С.', T70, F20.8/
* T60, 'МОДУЛЬ', T70, F20.8/T59, 'АРГУМЕНТ', T70, F20.8/)
61 FORMAT (
* 'X0 КООРДИНАТЫ ЦЕНТРА ОКРУЖНОСТИ Э. Д. С. (X), В', T70, F20.8
* /
* 'Y0 КООРДИНАТЫ ЦЕНТРА ОКРУЖНОСТИ Э. Д. С. (Y), В', T70, F20.8/)
60 STOP
END

```

К приложению 7

```

C MAIN PROG ДЛЯ РЕШЕНИЯ СИСТЕМЫ ДИФФ. УР. МЕТОДОМ ХЕММИНГА
C МАССИВ Y: Y(1) - IA, Y(2) - IB, Y(3) - III2, Y(4) - IM
REAL LA, LB, LS, KH, IN, IA, IB, IS, MPR
COMMON / ISX/U, C, RA, RB, RS1, RS2, LA, LB, LS, TN, TK, DT, FN, W
= /BLF/FR (49), MPR (49)
= /BLM/AMF, AMMP/ / A
DIMENSION Y(4), DERY (4), AUX (16, 4), PRMT (5)
EXTERNAL FCT, OUTP
9 FORMAT (3F12.5)
READ 9, U, BEN, BE, IN, W, FN, KH, RA, RB,
= IA, IB, IS, LA, LB, LS, C, TN, TK, DT
PRINT 4, U, BEN, BE, IN, W, FN, KH, RA, RB,
= IA, IB, IS, LA, LB, LS, C, TN, TK, DT
4 FORMAT (5(/, 30X, 'И С Х О Д Н Ы Е Д А Н Н Ы Е '///
= 1X, 'U = ', F12.5, 'B', T25, 'ВЕТАНОМ = ', F12.5,
= T50, 'БЕТА = ', F12.5/1X, 'ИНОМ = ', F12.5, 'A',
= T25, 'W = ', F12.5, T50, 'ФНОМ = ', F12.5, 'БЕ/
= 1X, 'KH = ', F12.5, T25, 'RA = ', F12.5, 'ОМ',
= T50, 'RB = ', F12.5, 'ОМ'/ 1X, 'IA = ', F12.5, 'A',
= T25, 'IB = ', F12.5, 'A', T50, 'III2 = ', F12.5, 'A'/
= 1X, 'LA = ', F12.5, 'ГН', T25, 'LB = ', F12.5, 'ГН',
= T50, 'LIII = ', F12.5, 'ГН'/1X, 'C = ', F12.5,
= T25, 'TH = ', F12.5, 'C', T50, 'TK = ', F12.5, 'C'/
= 1X, 'ТОЧНОСТЬ', F12.5///)
PRINT 20

```

```

20 FORMAT (5(/, 30X, 'РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА'///
= 1X, 127 (1H-)/1X, T(C)', T8, 'IA(A)', T19, 'I'A(A/C)',
= T30, 'IB(A)', T41, 'I''B(A/C)',
= T52, 'III2(A)', T63, 'I''III2(A/C)',
= T74, 'III1(A)', T85, 'Φ (BL)'//
= 1X, 127 (1H-)/)
REAL K(49)/0., 1., 1.01, 1.015, 1.02, 1.027, 1.03,
* 1.035, 1.044, 1.052, 1.061, 1.068, 1.076, 1.085,
* 1.091, 1.1, 1.11, 1.125, 1.131, 1.142, 1.156, 1.168
* , 1.172, 1.18, 1.198, 1.205, 1.22, 1.235, 1.24, 1.255
* , 1.265, 1.28, 1.285, 1.415, 1.543, 1.67, 1.79, 1.91,
* 2.04, 2.15, 2.27, 2.38, 2.49, 2.61, 2.74, 2.84, 2.95,
* 3.06, 3.16/,
* F(49)/0., 145., 15., 155., 16., 165., 17., 175., 18,
* .185., 19., 195., 2., 205., 21., 215., 22., 225., 23,
* .235., 24., 245., 25., 255., 26., 265., 27., 275., 28,
* .285., 29., 295., 3., 35., 4., 45., 5., 55., 6., 65., 7,
* .75., 8., 85., 9., 95, 1.0, 1.05, 1.1/,
* MP (49)/0., 428., 44., 452., 464., 475., 488., 5,
* .51., 52., 53., 54., 55., 56., 57., 578., 585., 592,
* .6., 608., 615., 622., 63., 639., 641., 65., 655., 66,
* .668., 672., 679., 682., 69., 73., 764., 795., 823,
* .849., 87., 89., 91., 928., 945., 96., 971., 988, 1.,
* 1.014, 1.026/
DO 50 I = 1, 49
FR(I) = F(I)
50 MPR(I) = MP(I)
A = 0.
RS1 = BEN * RB/(1.-BEN)
RS2 = BE*RB/(BEN - BE)
DO 2 I = 1, 49
IF (KH.GE.K(I). AND.KH.LE.K (I + 1)) GO TO 32
2 CONTINUE
32 F1 = F(I)
F2 = F(I + 1)
AMP1 = MP(I)
AMP2 = MP (I + 1)
FO = F1 + ((F2 - F1) * (KH-K(I)))/(K(I + 1) - K(I))
AMF = FO/(IN*BEN*W)
AMPO = AMP1 + ((AMP2-AMP1)*(KH-K(I)))/(K(I + 1)-K(I))
AMMP = FN/AMPO
Y(1) = IA
Y(2) = IB
Y(3) = IS
PRMT(1) = TN
PRMT(2) = TK
PRMT(3) = 0.001
PRMT(4) = DT

```



```

DERY(1) = .3
DERY(2) = .3
DERY(3) = .4
CALL HPCG(PRMT, Y, DERY, 3, IHLF, FCT, OUTP, AUX)
PRINT 5
5  FORMAT (1X/1X, 127 (1H-), 5 (/))
   PRINT 1, IHLF
   IF (IHLF.EQ.11) PRINT 3
3  FORMAT (2X,'УМЕНЬШИТЕ ТРЕБУЕМУЮ ТОЧНОСТЬ! '//)
1  FORMAT (2X,'ЧИСЛО ДЕЛЕНИЙ ШАГА НА 2 РАВНО ', I2//)
   STOP
   END

```

```

SUBROUTINE FCT (X, Y, DERY)
C ПОДПРОГРАММА ВЫЧ. ПРАВОЙ ЧАСТИ ДИФФ. УР.
REAL LA, LB, LS
COMMON/ISX/U, C, RA, RB, RS1, RS2, LA, LB, LS, TN, TK, DT, FN, W
DIMENSION Y(4), DERY (4)
US = RS1 * (Y(1) - Y (2) - Y(3))
DERY (1) = (U - RA*Y(1) - US - C * FLOW (Y(2)*W))/LA
DERY (2) = (US - RB * Y (2))/LB
DERY (3) = (US - RS2 * Y(3))/LS
2  RETURN
END

```

```

FUNCTION FLOW (FM)
REAL MP
COMMON /BLF/ F (49), MP(49)
= /BLM/ AMF, AMMP
F01 = FM * AMF
IF (F01.LE..145) GO TO 7
IF (F01. LT..3) GO TO 8
IF (F01.LT.1.1) GO TO 177
P04 = (26 * F01 + 69)/95
GO TO 33
177 I = INT (20 * F01 + 27)
19  F02 = F(I)
   P02 = MP (I)
   F03 = F (I + 1)
   P03 = MP (I + 1)
   P04 = P02 + (P03 - P02) * (F01 - F02)/(F03 - F02)
   GO TO 33

```

```

8  I = INT (200*F01-27)
   GO TO 19
7  P04 = 2.95*F01
33  FLOW = AMMP * P04
   RETURN
   END

```

```

SUBROUTINE OUTP (T, Y, DERY, INLF, NDIM, PRMT)
C ПОДПРОГРАММА ПЕЧАТИ РЕЗУЛЬТАТОВ
COMMON A
COMMON /ISX/U, C, RA, RB, RS1, RS2, LA, LB, LS, TN, TK, DT, FN, W
DIMENSION Y(4), DERY (4), PRMT (5)
REAL IS1
IF (T. LT. A) GO TO 2
IS1 = Y(1) - Y(2) - Y(3)
FL = FLOW (Y(2) * W)
PRINT 10, T, ((Y(I), DERY (I)), I = 1, NDIM), IS1, FL
10  FORMAT (1X, F5.3, 8 (1X, G10. 5))
   A = A + 0.01
2  RETURN
   END

```

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ

U = 950.00000В ВЕТАНОМ = 0.98000 ВЕТА = 0.30000
 INOM = 1000.00000А W = 10.00000 ФНОМ = 0.10000ВБ
 КН = 2.00000 RA = 0.02000ОМ RB = 0.00870ОМ
 IA = 0.0 А IB = 0.0 А ИШ 2 = 0.0 А
 LA = 0.01000ГН LB = 0.00580ГН LM = 0.00200ГН
 C = 9500.00000 TH = 0.0 С ТК = 0.30000С
 ТОЧНОСТЬ 0.01000

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА

T(C)	IA(A)	IA(A/C)	IB(A)	IB(A/C)	ИШ 2(A)	ИШ 2(A/C)	ИШ 1(A)	Ф(BI)
0.0	.0	95000.	.0	.0	.0	.0	.0	.0
0.010	780.95	56182.	143.77	16030.	416.15	46315.	221.03	.29298E-01
0.020	1210.1	34505.	272.97	10525.	788.33	30198.	148.77	.54455E-01
0.030	1497.2	24130.	359.09	7093.0	1034.3	20147.	103.83	.66788E-01
0.040	1710.3	18614.	420.61	5363.3	1208.1	15065.	81.554	.73146E-01
0.050	1877.8	14965.	468.40	4286.3	1341.5	11893.	67.876	.77248E-01
0.060	2014.4	12345.	507.27	3528.0	1448.7	9657.4	58.352	.80146E-01
0.070	2129.3	10671.	539.82	3023.8	1537.3	8166.9	52.156	.81944E-01
0.080	2228.4	9195.2	568.01	2631.9	1613.0	7007.9	47.401	.83502E-01
0.090	2313.8	7955.1	592.57	2295.6	1677.9	6014.8	43.326	.84811E-01
0.100	2388.3	6977.4	614.13	2032.3	1734.0	5237.5	40.184	.85824E-01
0.110	2453.7	6109.2	633.26	1803.9	1782.9	4564.3	37.466	.86722E-01
0.120	2510.8	5340.2	650.23	1601.3	1825.5	3969.0	35.057	.87520E-01
0.130	2560.7	4659.2	665.30	1421.5	1862.5	3442.1	32.918	.88228E-01
0.140	2604.3	4085.6	678.68	1266.1	1894.5	2988.0	31.076	.88822E-01
0.150	2642.6	3588.6	690.63	1134.2	1922.4	2604.2	29.526	.89334E-01
0.160	2676.2	3144.7	701.34	1016.5	1946.7	2262.7	28.143	.89793E-01
0.170	2705.5	2748.4	710.94	910.88	1967.7	1957.9	26.902	.90204E-01
0.180	2731.2	2394.6	719.53	816.43	1985.9	1686.5	25.792	.90572E-01
0.190	2753.5	2079.0	727.23	731.79	2001.5	1444.6	24.798	.90902E-01
0.200	2772.8	1797.6	734.13	656.01	2014.8	1229.3	23.908	.91197E-01
0.210	2789.5	1546.8	740.32	587.99	2026.1	1037.3	23.108	.91462E-01
0.220	2803.8	1323.3	745.85	527.16	2035.5	866.78	22.394	.91699E-01
0.230	2816.0	1124.3	750.82	472.70	2043.4	715.34	21.754	.91912E-01
0.240	2826.3	950.63	755.26	424.11	2049.8	581.44	21.184	.92099E-01
0.250	2835.0	806.27	759.27	383.32	2055.1	470.53	20.710	.92253E-01
0.260	2842.4	676.61	762.88	346.90	2059.2	372.65	20.289	.92393E-01
0.270	2848.5	560.28	766.15	314.11	2062.5	285.54	19.909	.92520E-01
0.280	2853.6	456.15	769.11	284.46	2064.9	207.77	19.566	.92634E-01
0.290	2857.6	362.99	771.79	257.53	2066.6	138.07	19.255	.92738E-01

ЧИСЛО ДЕЛЕНИЙ ШАГА НА 2 РАВНО 2

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алексеев А. Е. Тяговые электрические машины и преобразователи. Л.: Энергия, 1967. 432 с.
2. Иоффе А. Б. Тяговые электрические машины. М.-Л.: Энергия, 1965. 232 с.
3. Проектирование тяговых электрических машин/М. Д. Находкин, Г. В. Василенко, В. И. Бочаров, М. А. Козорезов; Под ред. М. Д. Находкина. М.: Транспорт, 1976. 623 с.
4. Магистральные электровозы. Электрические машины и трансформаторное оборудование электропоездов В. И. Бочаров, П. А. Золотарев, М. А. Козорезов и др. М.: Машиностроение, 1968. 439 с.
5. Бочаров В. И., Иванченко Н. К., Щербаков В. Г. Тяговые двигатели современных магистральных электропоездов. — Электротехника, 1981, № 10.
6. Тихменев Б. Н., Трахтман Л. М. Подвижной состав электрических железных дорог. М.: Транспорт, 1983. 406 с.
7. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. Л.: Энергия, 1974. 696 с.
8. Вольдек А. И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1979. 821 с.
9. Рабинович Н. Н., Шубов И. Г. Проектирование машин постоянного тока. Л.: Энергия, 1967. 504 с.
10. Курбасов А. С. Повышение работоспособности тяговых электродвигателей. М.: Транспорт, 1977. 222 с.
11. Каменецкий Б. Г. Условия возникновения круговых огней на коллекторе тягового электродвигателя. — Электротехника, 1967, № 5.
12. Хвостов В. С. Потенциальные условия на коллекторе тяговых двигателей. — Вестник электропромышленности, 1959, № 11.
13. Курбасов А. С. О распушении коллекторов тяговых двигателей. — Электровозостроение, 1968, т. 10.
14. Нейман Л. Р., Калантаров П. Л. Теоретические основы электротехники. Ч. III. М.-Л.: ГЭИ, 1959. 232 с.
15. Шимони К. Теоретическая электротехника. М.: Мир, 1964. 773 с.
16. Говорков В. А. Электрические и магнитные поля. М.: Энергия, 1968. 488 с.
17. Домбровский В. В. Справочное пособие по расчету электромагнитного поля в электрических машинах. Л.: Энергоатомиздат, 1983. 256 с.
18. Chari M. V. K., Silvester P. Finite element analysis of magnetically saturated D-C machines. IEEE Trans. Power Appar. and Syst., v. 90, 5, 1971.
19. Новик Я. А. Алгоритм построения треугольной сетки для численного расчета магнитного поля методом конечных элементов. Алгоритм построения уравнений для численного расчета магнитного поля методом конечных элементов. Решение систем нелинейных уравнений методом Ньютона и численных расчетах магнитного поля методом конечных элементов. — Сборник алгоритмов и программ. Рига: РПИ, 1974, вып. 4, с. 11—34.
20. Новик Я. А., Ратник А. А. Решение больших систем линейных уравнений методом исключения Гаусса и задачах расчета магнитного поля мето-

дом конечных элементов. — Сборник алгоритмов и программ. Рига: РПИ, 1974, вып. 4, с. 35—39.

21. Новик Я. А., Дирба Я. А., Седов В. И. Влияние геометрии наконечника башмака главного полюса на величину магнитного потока тягового двигателя постоянного тока. — Изв. АН Латв. ССР. Серия физ. и техн. наук, 1980, № 3, с. 120—125.

22. Седов В. И., Курочка А. А. Расчет распределения по коллектору напряжения между соседними коллекторными пластинами. — Электротехническая промышленность. Серия: Электрические машины, 1983, вып. 6(148), с. 4—5.

23. Магистральные электровозы. Электрические аппараты и схемы. М.: Машиностроение, 1969. 366 с.

24. Череповский К. Г. Метод расчета пружин для крепления полюсных катушек тяговых двигателей. — Электровозостроение, 1984, т. 24, с. 99—107.

25. Щербаков В. Г., Сорин Л. Н., Калкини М. М. Электродинамическое взаимодействие обмоток тяговых двигателей электровазов. — Электротехника, 1983, № 1, с. 10—12.

26. Заикин Г. И. Методика выбора якорных подшипников тяговых электродвигателей. — Тр. ЦНИИ МПС, вып. 540, с. 87—102.

27. Данилевич Я. Б., Кашарский Э. Г. Добавочные потери в электрических машинах. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963. 214 с.

28. Дубов В. В. Тепловой расчет компенсационной обмотки двигателя в длительном режиме. — Изв. вузов. Электромеханика, 1966, № 8, с. 851—855.

29. Алексеев А. Е. Конструкция электрических машин. М.—Л.: ГЭИ, 1958. 426 с.

30. Батищев Д. И. Поискные методы оптимального проектирования. М.: Советское радио, 1975. 216 с.

31. Постников Н. М. Проектирование электрических машин. Киев: ГИТЛ, 1952. 736 с.

32. Красовский Б. Н. Определение размеров и нагрузок якоря транспортных электрических машин постоянного тока по заданным коммутационным параметрам. — Электровозостроение, 1968, т. 10, с. 3—15.

33. Курочка А. Л., Суровиков А. А., Янов В. П. Исследование высоковольтных электрических машин постоянного и пульсирующего тока. М.: Энергия, 1975. 192 с.

34. Каган Б. М., Тер-Микаэлян Т. М. Решение инженерных задач на цифровых вычислительных машинах. М.—Л.: Энергия, 1964. 592 с.

35. Геминтер В. И., Каган Б. М. Методы оптимального проектирования. М.: Энергия, 1980. 159 с.

36. Моисеев Н. И., Иванилов Ю. П., Столярова Е. М. Методы оптимизации. М.: Наука, 1978. 351 с.

37. Асинхронные двигатели общего назначения /Е. П. Бойко, Ю. В. Ганцев, Ю. М. Ковалев и др.; Под ред. В. М. Петрова и А. Э. Кравчика. М.: Энергия, 1980. 488 с.

38. Оптимизация электродвигателей /В. И. Бочаров, С. В. Жак, В. Д. Лямзенко и др. Ростовский ун-т, 1978. 168 с.

39. Норенков И. П. Введение в автоматизированное проектирование технических устройств и систем. — М.: Высшая школа, 1980. 311 с.

40. Старжинский В. М. Теоретическая механика. М.: Наука, 1980. 464 с.

41. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980. 927 с.

42. Миндлин Я. З. Логика конструирования. М.: Машиностроение, 1969. 123 с.

43. Седов В. И. Определение параметров, варьируемых при оптимизации электродвигателей постоянного тока. — Электротехническая промышленность. Серия: Тяговое и подъемно-транспортное оборудование, 1978, вып. 2 (56), с. 8—10.

44. Попырин Л. С. Математическое моделирование и оптимизация теплоэнергетических установок. М.: Энергия, 1978. 415 с.

45. Петренко А. И. Основы автоматизации проектирования. Киев: Техника, 1982. 295 с.

46. Ляшенко В. Ф. Программирование для ЦВМ с системой команд типа М-20. М.: Советское радио, 1974. 414 с.

47. Бергер А. Я. Выбор главных размеров электрических машин. Л.: Энергия, 1972. 89 с.

48. Шрейдер Ю. А., Шаров А. А. Системы и модели. М.: Радио и связь, 1982. 152 с.

49. Дитрих Я. Проектирование и конструирование. Системный подход. М.: Мир, 1981. 456 с.

50. Жак С. В. Оптимизация проектных решений в машиностроении. Методология, модели, программы. Ростовский ун-т, 1982. 168 с.

51. Терзьян А. А. Автоматизированное проектирование электрических машин. М.: Энергоатомиздат, 1983. 256 с.

52. Электродвигатель для тяговых агрегатов карьерных разработок. В. Г. Щербаков, В. И. Седов, В. И. Захаров, А. Г. Захаров. Электротехническая промышленность. Серия: Тяговое и подъемно-транспортное оборудование, 1982, вып. 6 (84), с. 13—15.

53. Золотарев П. А. О выборе основных параметров тяговых электродвигателей электровазов переменного тока. — Электровозостроение, 1962, т. 2, с. 116—131.

54. Василенко Г. В. Общие зависимости по расходу обмоточной меди и величине к. п. д. в тяговых двигателях с напряжением на коллекторе 1500 и 1000 В. — Электровозостроение, 1963, т. 3, с. 83—92.

55. Вадимиров В. С., Косой Ю. М. Выбор напряжения и мощности на пару полюсов электродвигателей пульсирующего тока. — Вестник электропромышленности, 1963, № 6, с. 20—24.

56. Василейко Г. В., Феоктистова Т. И. Сравнительная оценка простой волновой и простой петлевой обмоток якоря тяговых двигателей. — Электровозостроение, 1971, т. 13, с. 91—95.

57. Василенко Г. В. Удвоение числа уравнительных соединений в электрических машинах. — Изв. вузов. Электромеханика, 1963, № 5, с. 634—636.

58. Бондаренко Б. Р., Суровиков А. А. Влияние удельных поверхностных потерь и объемных потерь на коллекторе на его монолитность и образование круговых огней. — Изв. вузов. Электромеханика, 1966, № 5, с. 575—580.

59. Тяговый электродвигатель с компенсационной обмоткой НБ-412К/Р. И. Аликин, В. В. Дубов, М. А. Комаровский и др. — Электровозостроение, 1963, т. 3, с. 56—67.

60. Гурин Я. С., Курочкин М. Н. Проектирование машин постоянного тока. М.—Л.: ГЭИ, 1961. 351 с.

61. Седов В. И. Потенциальные условия на коллекторе компенсированного тягового электродвигателя. — Электротехническая промышленность. Серия: Тяговое и подъемно-транспортное оборудование, 1984, вып. 5 (95), с. 5—6.

62. Рихтер Р. Электрические машины. Т. I, ОНТИ, НКТП СССР, 1935. 598 с.

63. Андросов Н. Н. К теории процесса коммутации. Новый метод коммутационного расчета. В сб.: Вопросы улучшения тяговых, энергетических и эксплуатационных свойств электровазов (Тр. Урал. электромехан. ин-та инженеров ж.-д. транспорта), 1979, вып. 62, с. 35—44.

64. Андросов Н. Н., Седов В. И. Совершенствование методики расчета коммутации машин постоянного тока. — Изв. вузов. Электромеханика, 1983, № 3, с. 67—72.

65. Федоров В. Я. Определение величины реактивной э. д. с. в многослойных обмотках электрических машин. — Электровозостроение, 1962, т. 2, с. 149—164.

66. Аликин Р. И. Исследование кривых тока и нескомпенсированной э. д. с. коммутируемых секций тягового двигателя с составными щетками. — Электротехника, 1968, № 4, с. 41—43.

67. Феокистова Т. И. Уточненное определение ширины зоны коммутации. — Электровозостроение, 1971, т. 13, с. 74—80.
68. Толкунов В. П. Теория и практика коммутации машин постоянного тока. М.: Энергия, 1979. 224 с.
69. Находкин М. Д., Хвостов В. С. Универсальная магнитная характеристика тяговых электродвигателей постоянного тока. — Вестник электропромышленности, 1958, № 1, с. 44—48.
70. Пяррипуу А. А. Программирование на алгоритмических языках. М.: Наука, 1983. 319 с.
71. Гуткин Л. В. Тяговые параметры пригородного электропоезда с импульсным регулированием. — Вестник ВНИИЖТ, 1973, № 6, с. 7—11.
72. Курбасов А. С. О параметрах тягового двигателя при импульсном регулировании напряжения. — Вестник ВНИИЖТ, 1973, № 7.
73. Макеев В. В. Тяговый двигатель для электропоезда с тиристорным регулированием. — Тр. ВНИИЖТ, 1979, вып. 615, с. 32—36.
74. Скобелев В. Е. Двигатели пульсирующего тока. Л.: Энергия, 1968. 231 с.
75. Жулен О. Н., Иванченко Н. К., Щербаков В. Г. Проблема создания электровозов с асинхронными тяговыми двигателями. — Изв. вузов. Электромеханика, 1983, № 11, с. 19—27.
76. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. М.: Наука, 1966. 280 с.
77. Эпштейн И. И., Кривницкий С. О. Динамика частотного регулирования электроприводов с автономным инвертором. М.: Энергия, 1970. 91 с.
78. Шумейко В. В. Экспериментальное определение добавочных потерь. — Тр. ЦНИИ МПС, 1975, вып. 541, с. 32—36.
79. Электровоз с асинхронными тяговыми двигателями /А. С. Курбасов, Ю. Г. Быков, В. В. Шумейко, В. Д. Мацнев. — Электрическая и тепловозная тяга, 1978, № 11.
80. Загорский А. Е. Электродвигатели переменной частоты. М.: Энергия, 1979. 176 с.
81. Шуйский В. П. Расчет электрических машин. Л.: Энергия, 1968. 621 с.
82. Проектирование электрических машин /И. П. Копылов, Ф. А. Горянов, Б. К. Токарев и др.; Под ред. И. П. Копылова. М.: Энергия, 1980. 486 с.
83. Домбровский В. В., Хуторецкий Г. М. Основы проектирования электрических машин переменного тока. Л.: Энергия, 1974. 502 с.
84. Виноградов Н. В., Горянов Ф. А., Сергеев П. С. Проектирование электрических машин. М.: Энергия, 1969. 632 с.
85. Режимы работы магистральных электровозов /О. А. Некрасов, А. Л. Лисицын, Л. А. Мугништейн и др. М.: Транспорт, 1983. 227 с.
86. А.С. № 771803 (СССР). Электрическая машина /В. Г. Щербаков, Н. К. Иванченко, А. П. Фомин и др. Опубл. в БИ, 1980, № 38.
87. Козорезов М. А. Применение метода эквивалентных тепловых схем для определения нагрева несимметричной асинхронной машины. — Электровозостроение, 1971, т. 13, с. 330—341.
88. Махальков Л. В. Тепловые исследования асинхронного двигателя осевого вентилятора электровозов переменного тока. — Электровозостроение, 1971, т. 13, с. 354—365.
89. Важинов А. И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1969. 759 с.
90. Хвостов В. С. Теория тягового двигателя электровоза. — Тр. МИИТ, 1962, вып. 156, с. 4—137.
91. Костенко М. П. Электрические машины. М.-Л.: ГЭИ, 1949. 712 с.

АЛФАВИТНО-ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Безотказность 11

Вал тягового двигателя 69, 70, 71
Виды обмоток якоря 203
Воздействия на тяговый двигатель динамические 8
— — — температурные 6
Выбор рациональных размеров паза якоря 208
— сечения проводников обмотки якоря 206
— расположения проводников в пазу якоря 209
Высота проводника критическая 108

Двигатель тяговый асинхронный 383
— ИБ-418К 59
Диаграмма векторная переменных э.д.с. в коммутационных витках 239
— — — токов вспомогательного асинхронного двигателя 442
— — — расщепителя фаз 446
— — — напряжений вспомогательного асинхронного двигателя 442
— — — расщепителя фаз 448
— — — статора расщепителя фаз 449
Диаметр зубчатого колеса 306
— якоря 306
Длина рабочей поверхности коллектора 202
— коллектора 203
— сердечника якоря 203

Емкость одного витка обмотки статора 55

Зазор под добавочным полюсом 228
— между наконечниками главного и добавочного полюсов 248
— эквивалентный 245
Запрессовка коллектора 77
Зона пазов компенсационной обмотки зубцовая 224

Жесткость вала двигателя 73
— коллекторного кольца 49
— стяжных болтов 49

Изоляция катушек добавочных полюсов 237
— — — компенсационной обмотки 224
— — — главного полюса 258
— — — якоря 210
— — — паза якоря 303
— — — компенсационной обмотки 303
Индуктивность обмотки главных полюсов 32

— одного витка обмотки статора 55
Индукция в воздушном зазоре 198
— магнитная 199
— в сердечнике добавочного полюса 235
— расчетная в зазоре под главным полюсом 247

Катушка главного полюса 258
— — — добавочного полюса 99
— — — компенсационной обмотки 87
Класс нагревостойкости изоляции 7
Коллектор 77
Коммутационная реакция якоря 39
Коммутация прямодвижная 35
Конструкция тягового двигателя при осево-осевом подвешивании 58
— — — — — рамном подвешивании 60, 61
— — — — — коллектора 77
Коэффициент безопасности динамический 94
— — — вентиляции 114
— — — воздушного зазора 228, 395
— — — динамичности 74
— — — заполнения паза 137
— — — искажения поля 42
— — — использования мощности при конструктивной скорости 16
— — — компенсации реакции якоря 45
— — — магнитной устойчивости 45
— — — мощности асинхронного тягового двигателя 365
— — — полезного действия асинхронного тягового двигателя 366
— — — — — вентилятора 110
— — — — — зубчатой передачи двусторонней 63
— — — — — односторонней 63
— — — — — отнесенный к валу двигателя 15
— — — — — ободу колеса 15
— — — пульсации тока 271
— — — сцепления 71
— — — — — колес с рельсами максимальный 71
— — — — — рассеяния 24, 32, 55, 225, 241
— — — — — регулирования скорости 16
— — — — — температурный 156
— — — — — теплопроводности 69
— — — — — трения 49
— — — — — устойчивости 45, 246
— — — — — Фильда 116
Крепление главных полюсов 89
— — — — — добавочных полюсов 91
Кривые изменения параметров режима асинхронного тягового двигателя в зависимости от скорости 369
Критерий оценки эффективности использования паза 137
— — — коммутационной напряженности 37

Линии эквипотенциальные 22

- Масса коллекторных пластин 79
- меди 226, 245
- Материалы электроизоляционные 18
- Метод А. Б. Иоффе 234
- конечных разностей 25
- элементов 26
- математического моделирования 118
- полного перебора 139
- Р. Рихтера 226
- Р. Рихтера—Цорна 231
- Момент вращающий асинхронного двигателя 372—374
- критический асинхронного тягового двигателя 373
- на валу двигателя 149
- сопротивления 13
- электромагнитный 13, 14
- Мотorno-осевой подшипник 100
- Мощность коммутлируемая, приходящаяся на один щеткодержатель 36
- тяговая 15
- на валу тягового двигателя 15
- Мощность тяговых двигателей постоянного тока 10, 193
- Мощность электропозов переменного тока 10
- электромагнитная двигателя 14

- — — Коллекторных тяговых двигателей 105
- добавочные 107, 108, 109, 379
- магнитные 110
- на вентиляцию 110
- вихревые токи 108
- гистерезис 106
- трение щеток о коллектор 110
- коммутационные 107
- от гармоник 377, 378
- удельные 110
- Поток магнитный 33
 - — — полный 24
- Провода обмоточные 46
- Проводимость: полная участка магнитного поля 24
- Продольный и поперечный разрезы асинхронного тягового двигателя 183
 - — — единичной трубки 23
- Проницаемость изоляции диэлектрическая относительная 55

Толщина зубцов главного подкоса 224
- изоляции катушки 117
- остова 174, 253

ОГЛАВЛЕНИЕ

От авторов	3
----------------------	---

Раздел I

Общие вопросы проектирования

Глава 1. Условия работы тяговых двигателей и их параметры	
§ 1.1. Режимы работы тяговых двигателей	6
§ 1.2. Параметры тяговых двигателей	9
§ 1.3. Успехи тягового электромашиностроения и основные задачи по совершенствованию тяговых двигателей	10
Глава 2. Основные уравнения и зависимости между параметрами тяговых двигателей	
§ 2.1. Применяемые тяговые двигатели	11
§ 2.2. Основные уравнения тяговых двигателей постоянного и пульсирующего тока	13
§ 2.3. Рабочие характеристики тягового электрического привода	15
§ 2.4. Использование мощности тягового двигателя при повышенных скоростях	16
Глава 3. Элементы теории магнитного поля и ее приложение к проектированию тягового двигателя	
§ 3.1. Основные уравнения магнитного поля	20
§ 3.2. Графическое построение картины магнитного поля	22
§ 3.3. Расчет магнитного поля на ЭВМ	25
§ 3.4. Использование результатов расчета магнитного поля при проектировании	32
Глава 4. Элементы теории токосъема тяговых двигателей постоянного тока	
§ 4.1. Коммутация тяговых двигателей при установившихся режимах	34
§ 4.2. Побочные явления, связанные с процессом коммутации	38
§ 4.3. Круговые огни на коллекторе	40
§ 4.4. Расчетная оценка потенциальных условий на коллекторе	44
§ 4.5. Оценка механической стабильности коллектора	47

Глава 5. Переходные процессы в цепи тяговых двигателей

§ 5.1. Виды переходных процессов	50
§ 5.2. Расчет переходных процессов	51
§ 5.3. Использование результатов расчета переходных процессов при проектировании	55

Раздел II

Конструкция основных узлов тягового двигателя и их расчет

Глава 6. Тяговые передачи и их расчет

§ 6.1. Особенности конструкции тяговых двигателей	57
§ 6.2. Кинематические схемы тяговых передач	59
§ 6.3. Выбор параметров зубчатого редуктора	63

Глава 7. Электротехнические материалы, используемые в тяговых двигателях

§ 7.1. Проводниковые материалы	66
§ 7.2. Магнитные материалы	67
§ 7.3. Электрическая изоляция	68

Глава 8. Элементы конструкции якоря

§ 8.1. Основные узлы	69
§ 8.2. Вал	70
§ 8.3. Сердечник	75
§ 8.4. Коллекторный узел	76
§ 8.5. Обмотка	82

Глава 9. Элементы конструкции остова

§ 9.1. Общие сведения	85
§ 9.2. Главные и добавочные полюсы	86
§ 9.3. Подшипниковые узлы	96
§ 9.4. Щеточная траверса и крепление щеток	100

Раздел III

Нагревание и охлаждение тяговых двигателей

Глава 10. Расчет потерь

§ 10.1. Основные потери в обмотках и в стали	105
§ 10.2. Добавочные потери	107
§ 10.3. Коэффициент полезного действия	109

Глава 11. Расчет нагрева обмоток тяговых двигателей

§ 11.1. Задача теплового расчета и определение необходимого расхода охлаждающего воздуха	111
§ 11.2. Основы теплового расчета	112
§ 11.3. Упрощенный метод теплового расчета	114
§ 11.4. Тепловые расчеты с непосредственным использованием эквивалентных тепловых схем и расчеты на ЭВМ	121

Глава 12. Расчет вентиляции

§ 12.1. Виды вентиляции и расчет аэродинамического сопротивления воздухопровода	126
§ 12.2. Пример расчета тягового двигателя с независимой вентиляцией	129

Вопросы оптимального проектирования тяговых двигателей с использованием ЭВМ

Глава 13. Методы оптимизации двигателей

- § 13.1. Аналитические методы 134
- § 13.2. Поисковые методы 138

Глава 14. Применение ЭВМ при проектировании тяговых двигателей

- § 14.1. Проектные работы, выполняемые с применением ЭВМ 144
- § 14.2. Особенности немашинных и машинных методов проектирования 146

Глава 15. Математические модели расчетов тягового двигателя

- § 15.1. Математическая модель поверочного расчета тягового двигателя 148
- § 15.2. О математической модели поиска допустимого варианта 157
- § 15.3. Пространственные ограничения 160
- § 15.4. Электромагнитные ограничения 162
- § 15.5. Тепловые и механические ограничения 163
- § 15.6. Математическая модель поиска допустимого варианта тягового двигателя 164
- § 15.7. Оптимизационная математическая модель тягового двигателя 177

Глава 16. Основы создания системы автоматизированного проектирования тяговых двигателей

- § 16.1. Основные принципы создания системы 180
- § 16.2. Технические средства 182
- § 16.3. Программное обеспечение 184
- § 16.4. Организация диалога и средства общения 186
- § 16.5. Автоматизация конструкторских работ 187

Проектирование тяговых двигателей постоянного тока

Глава 17. Выбор и обоснование параметров тягового двигателя

- § 17.1. Факторы, определяющие конструкцию и габаритные размеры тягового двигателя. Исходные данные для проектирования 189
- § 17.2. Напряжение и число полюсов 192
- § 17.3. Коэффициент полюсного перекрытия и электромагнитные нагрузки якоря 195
- § 17.4. Радиальные размеры. Расчет диаметров якоря и коллектора 199
- § 17.5. Осевые размеры. Расчет активной длины сердечника якоря 201

Глава 18. Расчет активного слоя якоря

- § 18.1. Выбор вида обмотки 203
- § 18.2. Определение числа пазов и параметров обмотки якоря 205
- § 18.3. Выбор формы и размеров паза 208
- § 18.4. Заполнение паза и выбор сечения проводников обмотки якоря 209
- § 18.5. Корректировка длины сердечника, расчет массы и сопротивления обмотки якоря. Выбор уравнивающих соединений 212

Глава 19. Расчет коллекторно-щеточного узла

- § 19.1. Выбор марки, числа и размеров щеток 215
- § 19.2. Расчет рабочей длины коллектора 217

Глава 20. Расчет компенсационной обмотки

- § 20.1. Расчет м. д. с. и выбор числа пазов компенсационной обмотки 218
- § 20.2. Выбор площади сечения проводников компенсационной обмотки, размеров пазов и наконечника сердечника главного полюса 222

Глава 21. Расчет коммутации и добавочных полюсов

- § 21.1. Расчет реактивной э. д. с. 226
- § 21.2. Выбор конструкции добавочных полюсов 235
- § 21.3. Расчет м. д. с. и размеров добавочных полюсов. О применении ЭВМ при расчете коммутации 238

Глава 22. Расчет магнитной цепи, обмотки возбуждения и электромеханических характеристик тягового двигателя

- § 22.1. Выбор размеров и формы воздушного зазора под главным полюсом 245
- § 22.2. Построение эскиза магнитной цепи 250
- § 22.3. Расчет м. д. с. главного полюса 255
- § 22.4. Расчет катушки главного полюса 257
- § 22.5. Расчет электромеханических характеристик 259

Глава 23. Особенности проектирования тяговых двигателей электропоездов

- § 23.1. Условия эксплуатации магистральных электропоездов и их влияние на параметры тяговых двигателей 263
- § 23.2. Элементы конструкции и электромагнитные нагрузки тяговых двигателей электропоездов 265
- § 23.3. Особенности расчета тяговых двигателей вагонов метрополитена 269

Особенности проектирования тяговых двигателей пульсирующего тока

Глава 24. Условия работы тяговых двигателей

- § 24.1. Переменные составляющие тока и момента 271
- § 24.2. Добавочные потери от переменной составляющей тока 274

Глава 25. Расчетная оценка коммутации переменной составляющей тока

- § 25.1. Расчет переменных составляющих э. д. с. в коммутируемых секциях 275
- § 25.2. Выбор номинального коэффициента возбуждения 293

Глава 26. Особенности конструкции тяговых двигателей пульсирующего тока

- § 26.1. Шихтованные вставки в остовах тягового двигателя и шихтованные сердечники добавочных полюсов 295
- § 26.2. Требования к элементам конструкции 296
- § 26.3. Контуры r - L - C , шунтирующие обмотки тягового двигателя 298

Глава 27. Поверочный расчет тягового двигателя постоянного (пульсирующего) тока

- § 27.1. Исходные данные для расчета и их подготовка . 300
- § 27.2. Пример расчета двигателя в номинальных режимах 314
- § 27.3. Пример расчета электромеханических характеристик 342
- § 27.4. Пример расчета коммутации переменной составляющей тока 348

Раздел VII

Проектирование асинхронных тяговых двигателей

Глава 28. Частотно-регулируемый асинхронный тяговый привод

- § 28.1. Преимущества и перспективы применения асинхронных тяговых двигателей 356
- § 28.2. Преобразователь частоты как электронный коммутатор 357
- § 28.3. Формы фазных токов и напряжений 359
- § 28.4. Электромагнитные моменты 362
- § 28.5. Коэффициент мощности и к. п. д. 365

Глава 29. Режимы работы асинхронных тяговых двигателей

- § 29.1. Основные уравнения и связи между параметрами режима и конструктивными 366
- § 29.2. Принцип регулирования асинхронного тягового двигателя 369
- § 29.3. Статическая устойчивость асинхронных тяговых двигателей 371

Глава 30. Добавочные потери в асинхронных тяговых двигателях и особенности их конструкции

- § 30.1. Добавочные потери от высших временных гармоник напряжения и тока 375
- § 30.2. Добавочные потери от высших пространственных гармоник 378
- § 30.3. Особенности конструкции АД 380

Глава 31. Электромагнитный расчет асинхронных тяговых двигателей

- § 31.1. Исходные условия для проектирования и порядок выполнения электромагнитных расчетов 384
- § 31.2. Определение главных размеров, диаметра расточки статора и его активной длины 386
- § 31.3. Расчет активного слоя статора 389
- § 31.4. Расчет активного слоя ротора 391
- § 31.5. Расчет активных и индуктивных сопротивлений обмоток статора и ротора. Расчет частоты тока ротора 393
- § 31.6. Расчет магнитной цепи 394
- § 31.7. Расчет потерь и к. п. д. 398
- § 31.8. Уточнение расчетных параметров 400
- § 31.9. Пример расчета 401

Глава 32. Характеристики асинхронного тягового двигателя

- § 32.1. Метод построения электромеханических и тяговых характеристик 421
- § 32.2. Условия соблюдения оптимального регулирования при работе на промежуточных характеристиках . 423
- § 32.3. Порядок расчета характеристик 424
- § 32.4. Пример расчета тяговых характеристик 426

Раздел VIII

Вспомогательные электрические машины

Глава 33. Системы вспомогательных электрических машин

- § 33.1. Условия работы вспомогательных электрических машин 431
- § 33.2. Системы вспомогательных машин постоянного тока 433
- § 33.3. Системы вспомогательных машин переменного тока 434

Глава 34. Особенности конструкции и расчета вспомогательных машин постоянного тока

- § 34.1. Электродвигатели на напряжение выше 1000 В . 435
- § 34.2. Электродвигатели и генераторы на напряжение до 1000 В 438

Глава 35. Особенности конструкции и расчета вспомогательных асинхронных двигателей

- § 35.1. Выбор запаса по мощности и моменту 439
- § 35.2. Проверка запаса мощности по нагреванию . . . 440
- § 35.3. Особенности конструкции 443

Глава 36. Основы расчета устройств преобразования однофазного тока в трехфазный

- § 36.1. Расчет асинхронного расщепителя фаз 446
- § 36.2. Симметрирование токов трехфазного асинхронного двигателя конденсатором при питании от сети однофазного тока 450

Приложения:

1. Упрощенный вариант метода случайного поиска для решения общей задачи нелинейного программирования	452
2. Программа поверочного расчета тягового двигателя постоянного (пульсирующего) тока	454
3. Программа расчета электромеханических характеристик	454
4. Программа поверочного расчета асинхронного тягового двигателя	456
5. Программа теплового расчета (MATR)	458
6. Программа расчета коммутации на пульсирующем токе	459
7. Программа расчета переходных процессов	459
8. Размеры обмоточного провода	460
9. Кривые намагничивания стали и литья	464
10. Характеристики намагничивания $B(H)$ сталей	466
11. Удельные потери в стали толщиной 0,5 мм при частоте 50 Гц, Вт/кг	467
Список литературы	523
Алфавитно-предметный указатель	527

Учебное пособие

*Александр Севостьянович Курбасов, Владимир Иванович Седов,
Леонид Наумович Сорин*

Проектирование тяговых электродвигателей

Алфавитно-предметный указатель составила *Н. А. Голованова*

Переплет художника *Н. В. Кондрашова*
Технический редактор *Л. А. Кульбачинская*
Корректор-вычитчик *Е. А. Котляр*
Корректор *М. В. Деянова*

ИБ № 3303

Сдано в набор 11.04.86. Подписано в печать 14.04.87. Т-00461
Формат 60×90^{1/16}. Бум. офс. № 1. Гарнитура литературная. Офсетная печать.
Усл. печ. л. 33,5. Усл. кр.-отт. 33,5. Уч.-изд. л. 37,58. Тираж 5000 экз.
Заказ 1712. Цена 1 р. 60 к. Изд. № 1-1-1/5 № 3149
Ордена «Знак Почета» издательство «ТРАНСПОРТ»,
103064, Москва, Басманный туп., 6а

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,
129041, Москва, Б. Переяславская, 46